



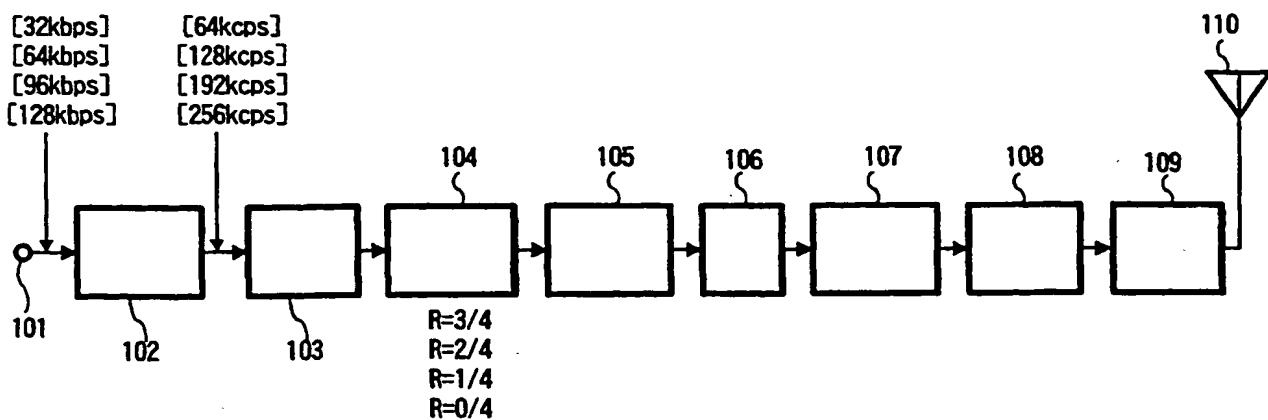
PCT

特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(51) 国際特許分類6 H04J 1/00, 11/00	A1	(11) 国際公開番号 WO00/03508
		(43) 国際公開日 2000年1月20日(20.01.00)
(21) 国際出願番号 PCT/JP99/03734		(81) 指定国 JP, KR, US, 欧州特許 (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE)
(22) 国際出願日 1999年7月9日(09.07.99)		添付公開書類 国際調査報告書
(30) 優先権データ 特願平10/197574 1998年7月13日(13.07.98) JP		
(71) 出願人 (米国を除くすべての指定国について) ソニー株式会社(SONY CORPORATION)[JP/JP] 〒141-0001 東京都品川区北品川6丁目7番35号 Tokyo, (JP)		
(72) 発明者 ; および (75) 発明者／出願人 (米国についてのみ) 迫田和之(SAKODA, Kazuyuki)[JP/JP] 鈴木三博(SUZUKI, Mitsuhiro)[JP/JP] 山浦智也(YAMURA, Tomoya)[JP/JP] 〒141-0001 東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内 Tokyo, (JP)		
(74) 代理人 弁理士 松隈秀盛(MATSUKUMA, Hidemori) 〒160-0023 東京都新宿区西新宿1丁目8番1号 新宿ビル Tokyo, (JP)		

(54)Title: COMMUNICATION METHOD, TRANSMITTER, AND RECEIVER

(54)発明の名称 通信方法、送信機及び受信機



(57) Abstract

Each communication processing such as reception of information can be carried out at a processing rate of a requisite minimum necessary for the communication processing when a plurality of channels through which communication is performed at various transmission rate are provided. A plurality of communication channels are set up in a predetermined band. Communication through each set-up communication channel is carried out by means of a multi-carrier signal where transmission symbols are distributed to sub-carriers, the transmission symbols transmitted through each channel are arranged on the frequency axis every two to N-th power reference frequency intervals (N is a given positive integer) and transmitted, and necessary channel signal components are received from the transmission signal.

(57)要約

種々の伝送レートで通信を行うチャンネルを多重化した際に、各通信は、自らが必要となる必要最低限の処理量をもって、情報の受信などの通信処理ができるようにするために、所定の帯域に複数の通信チャンネルを設定し、設定したそれぞれのチャンネルでの通信を、複数のサブキャリアに送信シンボルを分散させたマルチキャリア信号で行うと共に、各チャンネルでの送信シンボルの周波数軸上での配置を、基準となる周波数間隔に対して 2^N 乗おき（Nは正の任意の整数）に配置して送信し、その送信信号から必要なチャンネルの信号成分を受信させるようにした。

PCTに基づいて公開される国際出願のパンフレット第一頁に掲載されたPCT加盟国を同定するために使用されるコード(参考情報)

AE アラブ首長国連邦	DM ドミニカ	KZ カザフスタン	RU ロシア
AL アルバニア	EE エストニア	LC セントルシア	SD スーダン
AM アルメニア	ES スペイン	LI リヒテンシュタイン	SE スウェーデン
AT オーストリア	FI フィンランド	LK スリ・ランカ	SG シンガポール
AU オーストラリア	FR フランス	LR リベリア	SI スロヴェニア
AZ アゼルバイジャン	GA ガボン	LS レソト	SK スロ伐キア
BA ボスニア・ヘルツェゴビナ	GB 英国	LT リトアニア	SL シエラ・レオネ
BB バルバドス	GD グレナダ	LU ルクセンブルグ	SN セネガル
BE ベルギー	GE グルジア	LV ラトヴィア	SZ スウェーデン
BF ブルキナ・ファソ	GH ガーナ	MA モロッコ	TD チャード
BG ブルガリア	GM ガンビア	MC モナコ	TG トーゴ
BJ ベナン	GN ギニア	MD モルドヴァ	TJ タジキスタン
BRA ブラジル	GW ギニア・ビサオ	MG マダガスカル	TZ タンザニア
BY ベラルーシ	CR キリシャン	MK マケドニア旧ユーゴスラヴィア	TM トルクメニスタン
CA カナダ	HR クロアチア	共和国	TR トルコ
CF 中央アフリカ	HU ハンガリー	ML マリ	TT トリニダッド・トバゴ
CG コンゴ	ID インドネシア	MN モンゴル	UA ウクライナ
CH スイス	IE アイルランド	MR モーリタニア	UGS ウガンダ
CI コートジボアール	IL イスラエル	MW マラウイ	US 米国
CM カメルーン	IN インド	MX メキシコ	UZ ウズベキスタン
CN 中国	IS アイスランド	NE ニジエール	VN ヴィエトナム
CR コスタ・リカ	IT イタリア	NL オランダ	YU ユーロースラビア
CU キューバ	JP 日本	NO ノールウェー	ZA 南アフリカ共和国
CY キプロス	KE ケニア	NZ ニュー・ジーランド	ZW ジンバブエ
CZ チェコ	KG キルギスタン	PL ポーランド	
DE ドイツ	KP 北朝鮮	PT ポルトガル	
DK デンマーク	KR 韓国	RO ルーマニア	

明細書

通信方法、送信機及び受信機

技術分野

本発明は、例えばセルラ方式による無線電話システムなどの無線通信システムに適用して好適なデジタル無線通信における通信方法と、その通信方法を適用した送信機及び受信機に関する。

背景技術

従来、無線電話システムなどのように、広い周波数帯域を複数のユーザでシェアして効率良く通信を行う通信方式としては、例えばDS-CDMA (Direct Sequence-Code Division Multiple Access) 方式がある。このDS-CDMA方式では、送信信号系列を符号により拡散(乗算)し、広帯域信号を生成してこれを送信する。また、受信側では、送信側と同一の拡散符号と受信信号を乗算することにより、逆拡散と呼ばれる効果を得て、受信信号の中から所望の信号成分のみを抽出する。

図1は、従来のDS-CDMA方式を適用したセルラ無線通信システムにおける送信構成を示す。入力端子1に得られる情報ビットストリームは、コーディング部2で符号化ならびにインターリーブなどの処理が施された後に、乗算器3に供給されて、端子3aに得られるチャンネル割当ての目的のコードが乗算されて拡散される。拡散されたビットストリームは、次段の乗算器4で、端子4aに得られるロングコードによりランダム化された後、シンボルマッピング部5で送信シンボルへマッピングされる。このマッピング方法は、通信方式により様々の手法がある。

シンボルマッピング部5でマッピングされた送信信号は、必要により加算器6で他の系の送信信号と多重化されて、送信処理部7に供給されて、変調などの高周波処理が行われた後、無線伝送

を行う周波数帯域に周波数変換されて、アンテナ 8 から無線伝送される。

ここで入力端子 1 に得られる情報ビットストリームが例えば 8 kbps であるとすると、コーディング部 2 で符号化率 1 / 2 で符号化されて、符号化ビットのビットレートが 16 kbps になり、乗算器 3 で拡散率 64 で拡散すると、1024 kcps (cps は Chip Per Second) のビットストリームになる。情報ビットストリームのビットレートが異なる場合には、乗算器 3 での拡散率を変化させれば、送信信号のビットレートを一定にすることができる。

また、加算器 6 で加算する他の送信系についても、加算器 6 に供給される送信信号のビットストリームが一定であれば、各送信系のコーディング部 2 に供給される情報ビットストリームとして、種々のものを混在させることができる。

次に、従来の D S - C D M A 方式で送信処理された信号を受信する構成を、図 2 を参照して説明する。アンテナ 11 で受信した所定の周波数帯域の信号を、受信処理部 12 で中間周波信号などに周波数変換し、この周波数変換された受信信号を復調して、ベースバンドのシンボル系列を得る。このシンボル系列の中から、ビット抽出部 13 で受信ビットストリームを抽出する。抽出された受信ビットストリームは乗算器 14 に供給して、端子 14a に得られるロングコードの乗算を行ってデスクランブルすると共に、その乗算器 14 の乗算出力を乗算器 15 に供給して、端子 15a に得られる逆拡散コードの乗算を行って逆拡散処理を行い、符号化ビットストリームを得る。そして、その符号化ビットストリームをデコード部 16 でデコードして、情報ビットストリームを端子 17 に得る。

上述した 8 kbps の情報ビットストリームが、1024 kcps のビットストリームとして送信されている場合の信号を、図 2 の構成

で受信する場合には、乗算器 15 で逆拡散率 64 で逆拡散されて、8 kbps の情報ビットストリームが得られる。また、端子 15a に得られる逆拡散コードの逆拡散率を変化させれば、他のビットレートの情報ビットストリームにも対処できる。

5 ここまで説明では、DS-CDMA 方式で複数のビットレートの情報ビットストリームを混在させて無線伝送させる場合について説明したが、TDMA (Time Division Multiple Access) 方式で無線伝送させる場合にも、複数のビットレートの情報ビットストリームを混在させることが可能である。図 3 は、1 フレームがスロット 1 からスロット 8 までの 8 タイムスロットで構成される 8 TDMA 構造の場合の 1 フレーム構造を示した図である。

10 ここで、1 スロット当たりの伝送レートが 8 kbps である場合のスロット割当てを想定すると、例えば伝送レート 8 kbps のユーザ A, B には、それぞれスロット 1, 2 を割当て、そのスロット 1 又は 2 で伝送レート 8 kbps の通信を行う。また、伝送レートが 16 kbps のユーザ C には、スロット 3 とスロット 4 の 2 スロットを割当て、16 kbps の通信を行う。また、伝送レートが 32 kbps のユーザ D には、スロット 5 ~ スロット 8 の 4 スロットを割当て、32 kbps の通信を行う。このように各ユーザからの伝送要求時の伝送レートなどに応じて、基地局などが 1 フレーム内のスロットの各ユーザへの割当て数を可変設定することで、TDMA 方式で複数のビットレートの情報ビットストリームを混在させて無線伝送させる対処が可能である。

15 また、OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex : 直交周波数分割多重) 方式と称されるマルチキャリア方式で無線伝送を行う場合には、送信構成として、例えば従来図 4 に示す構成で行われていた。この構成は、DAB (Digital Audio Broa

5 dcasting) と称されるデジタルオーディオ放送に適用されている構成で、端子 2 1 に得られる情報ビットストリームは、コーディング部 2 2 で符号化などの処理が施された後に、シンボルマッピング部 2 3 で送信シンボルへマッピングされる。そして、送信シンボルを混合回路 2 4 に供給して、他の送信データと多重化される。ここでの多重化は、単純に直列に連結することで、多重化シンボルストリームを生成させる。例えば、1 チャンネル当たり 6 10 4 ksps のシンボルを、18 チャンネル分多重化すると、多重化されたシンボルストリームの伝送レートは $6.4 \text{ ksps} \times 18 = 115.2 \text{ ksps}$ となる。

15 この多重化されたシンボルストリームは、周波数変換部 2 5 での周波数インターリーブによりシンボルの並び替えが行われ、各チャンネルのシンボルがばらばらに並ぶことになる。この並び替えられたシンボルストリームは、逆フーリエ変換回路 (I F F T 回路) 2 6 で逆フーリエ変換処理により周波数軸上に配置されたマルチキャリア信号となり、この I F F T 回路 2 6 の出力が送信処理部 2 7 で無線送信処理されて、所定の周波数帯域で無線送信される。

20 このマルチキャリア信号を受信する側の構成としては、図 5 に示すように、アンテナ 3 1 で受信した所望の周波数帯域の信号を、受信処理部 3 2 でベースバンド信号とする。ここで、マルチキャリア信号のベースバンド信号成分は、情報が周波数軸上に並んだ信号であるので、高速フーリエ変換回路 (F F T 回路) 3 2 に供給して、フーリエ変換処理を行い、周波数軸上に並んだサブキャリアを抽出する。このとき、フーリエ変換処理によって出力されるシンボルは、受信した信号帯域全体のサブキャリア群となる。

このサブキャリア群の変換信号は、シンボル選択部 3 4 に供給

して、送信側で行われた周波数インターリーブにより配置された所望のチャンネルのシンボルの存在位置からシンボルを抽出する。さらに、この抽出されたシンボルストリームは、ビット抽出部 3 5 に供給して、符号化ビットストリームを抽出し、この符号化ビットストリームをデコード部 3 6 に供給して、情報ビットストリームを出力端子 3 7 に得る。

この従来の O F D M 方式においては、サブキャリア毎に異なるチャンネルのシンボルを割当てることにより多重化が行われている。従って、受信機が備えるフーリエ変換回路 (F F T 回路) は、多重化されて伝送される全チャンネル分のシンボルを変換処理して、その変換後にチャンネルの選定を行っている。

上述した D S - C D M A 方式を適用したセルラ方式の通信システムでは、使用周波数帯域を固定して、拡散率を可変することにより、可変レートのデータ伝送を可能としている。使用周波数帯域を固定することにより、単一の高周波回路のみで可変ビットレートサービスを提供する端末装置を構成することが可能になっている。

しかしながら D S - C D M A 方式は、通信制御方式が非常に複雑であり、例えばセルラ方式に適用した場合には、基地局を切換えるハンドオフ処理や、システム内の他の通信との干渉を防止するための送信パワーコントロールなどを、非常に精度良く行う必要がある。また、D S - C D M A 方式は、基本的に全チャンネルが同一の周波数帯域をシェアしており、かつ各チャンネルの直交性がないことから、送信パワーコントロールが正しく行われない端末装置が 1 台でも存在したとき、システム全体が機能しなくなると言う危険性を有しており、伝送レート可変などの複雑な処理を行うのに適したシステムとは言えない。

さらに D S - C D M A 方式で伝送レート可変処理を適用した場

合には、復調部分に関しては、数 kbps 程度の低速の伝送レートで通信を行う端末装置であっても、システムで伝送可能な最も高い伝送レートの通信を行う端末装置と同等の演算処理が必要であり、端末装置における演算処理量を大幅に増加させてしまう。

5

一方、上述した T D M A 方式を適用した通信システムで可変伝送レートを実現する場合、1 チャンネル当たりの最大の伝送レートは、基本的には、〔1 スロット割当て時のビットレート〕 × 〔T D M A 数〕に限られており、伝送レートの上限と下限は T D M A 数によって決定されることになる。従って、伝送レートが変化する範囲が、例えば数 kbps 程度から百 kbps 程度などのように、非常に大きい場合には、スロット割当てだけでユーザが所望する伝送レートに対応することが事実上不可能である。1 フレーム内のタイムスロット数を非常に多くすれば不可能ではないが、通信制御などの点から現実的ではない。

10

15

また、上述した従来の O F D M 方式を適用した通信システムで可変伝送レートによる多重化を実現する場合には、サブキャリア毎に異なるチャンネルのシンボルを割当てることにより多重化が行われているため、受信機が備えるフーリエ変換回路は、多重化されて伝送される全チャンネル分のシンボルを変換処理する必要があり、非常に多くの変換処理が必要である問題があった。

20

発明の開示

25

本発明は、各々が様々な伝送レートで通信を行うチャンネルを多重化した際に、受信機などの通信手段で、自らが必要となる必要最低限の処理量をもって、情報の通信処理を可能とすることを目的とする。

第 1 の発明は、所定の帯域に複数のチャンネルを設定し、設定したそれぞれのチャンネルでの通信を、複数のサブキャリアに送

信シンボルを分散させたマルチキャリア信号で行うと共に、各チャンネルでの送信シンボルの周波数軸上での配置を、基準となる周波数間隔に対して 2^N 乗おき (N は正の任意の数) に配置した通信方法としたものである。このようにしたことによって、各
5 チャンネルが多重化されてマルチキャリア信号となった送信信号には、各チャンネルの送信シンボルが所定の周波数間隔で配置されているので、送信側で多重化された送信信号を形成する処理が簡単に行えると共に、それぞれのチャンネルの信号だけを抽出して受信処理することが容易に行え、受信側の構成を簡単にする
10 ことができる。また、無線通信に適用した場合には、広いサブキャリア間隔で広帯域通信を行うことから、周波数ダイバーシティ効果を得ることも可能となる。

第 2 の発明は、第 1 の発明の通信方法において、上記通信は無
15 線通信としたものである。このようにしたことによって、広いサブキャリア間隔で広帯域無線通信を行うことから、周波数ダイバ
ーシティ効果を得ることも可能となる。

第 3 の発明は、第 1 の発明の通信方法において、送信するデータのビットレートに応じて、上記 N の値を可変設定するようにした
20 ものである。このようにしたことによって、ビットレートの異なるデータを混在させて伝送することが容易に行える。

第 4 の発明は、第 1 の発明の通信方法において、基地局と端末
25 装置との間の通信に適用し、基地局から送信される下りチャンネルの 1 チャンネルをパイロットチャンネルとして確保し、残りのチャンネルをトラフィックチャンネルとし、基地局では、上記パイロットチャンネルで既知信号の送信を行い、端末装置では、パイロットチャンネルで受信されたシンボルを用いて、上記トラフィックチャンネルで受信したシンボルの伝送路の等化処理を行って、その等化処理されたシンボルの同期検波を行うようにしたも

のである。このようにしたことによって、伝送信号の等化処理を容易かつ良好に行うことができる。

第5の発明は、第1の発明の通信方法において、伝送される信号を、チャンネル単位又は周波数単位で周波数ホッピングさせる5ようにしたものである。このようにしたことによって、多重化された信号が効率良く拡散されて伝送され、良好な伝送状態を確保できる。

第6の発明は、所定の帯域に複数のチャンネルを設定し、設定したそれぞれのチャンネルでの通信を、複数のサブキャリアに送10信シンボルを分散させたマルチキャリア信号で行うと共に、各チャンネルに割当てられるサブキャリアとして、所定数毎のサブキャリアを使用し、各チャンネルに割当てられているサブキャリアの隣り合うものどうしで差動変調を行った後に送信し、受信側では、隣り合うものどうしで差動復調を行う通信方法としたものである。このようにしたことによって、チャンネル配置としては、15所定数毎のサブキャリアを使用したマルチキャリア信号になると共に、各チャンネル毎のサブキャリアの隣り合うものどうしで差動変調が行われることで、各チャンネルの信号だけで送信処理や受信処理が可能になる。

第7の発明は、第6の発明の通信方法において、送信側で、各チャンネルに割当てられているサブキャリアの隣り合うものどうしで差動変調を行う代わりに、周波数軸上で隣り合うサブキャリア間で差動変調を行い、受信側で、各チャンネルに割当てられているサブキャリアの隣り合うものどうしで差動復調を行う代わりに、周波数軸上で隣り合うサブキャリア間で差動復調を行うようにしたものである。このようにしたことによって、周波数軸上のサブキャリアの配列に基づいた処理によっても、伝送処理が可能になる。

第 8 の発明は、複数のサブキャリアに送信シンボルを分散させたマルチキャリア信号を生成させると共に、上記マルチキャリア信号の 1 チャンネル内での送信シンボルの周波数軸上での配置を、基準となる周波数間隔に対して 2^N 乗おき (N は正の任意の数) とし、生成されたマルチキャリア信号を所定の帯域内に設定した複数のチャンネルの内の所定のチャンネルとして送信する送信機としたものである。このようにしたことによって、各チャンネルの送信シンボルが所定の周波数間隔で配置されて、各チャンネルが多重化されたマルチキャリア信号が送信され、各チャンネルの送信シンボルを一定の処理で配置でき、簡単な処理で容易に多重化できる送信信号を形成できる。

第 9 の発明は、第 8 の発明の送信機において、送信するデータのビットレートに応じて、上記 N の値を可変設定するようにしたものである。このようにしたことによって、ビットレートの異なるデータを混在させて伝送することが容易に行える。

第 10 の発明は、第 8 の発明の送信機において、複数のチャンネルの送信シンボルを個別に生成させた後、1 シンボル毎に各チャンネルのシンボルを並べて多重シンボル列を生成し、生成された多重シンボル列に一括してマルチキャリア信号生成処理を行い、複数のチャンネルを一括して送信処理を行うようにしたものである。このようにしたことによって、複数のチャンネルの送信処理が簡単な構成で一括して行える。

第 11 の発明は、第 8 の発明の送信機において、送信シンボルを生成し、生成した送信シンボルを時間軸上での信号として取り出した後に、自局に割当てられたチャンネルに相当する周波数オフセット分を畳込む処理を行うようにしたものである。このようにしたことによって、目的とする周波数で送信する処理を簡単な構成で良好に行える。

第 1 2 の発明は、第 8 の発明の送信機において、送信される複数のチャンネルの内の 1 つのチャンネルをパイロットチャンネルとして既知信号を送信処理し、残りのチャンネルをトラフィックチャンネルとして送信処理するようにしたものである。このようにしたことによって、パイロットチャンネルで送信される既知信号に基づいて伝送制御が良好に行える。

第 1 3 の発明は、第 8 の発明の送信機において、生成されたマルチキャリア信号を、チャンネル単位又は所定周波数帯域単位で周波数ホッピングさせる周波数ホッピング手段を備えたものである。このようにしたことによって、周波数／干渉ダイバーシティ効果が得られ、より良好に伝送されるようになる。

第 1 4 の発明は、複数のサブキャリアに送信シンボルが分散されたマルチキャリア信号を受信し、1 チャンネル内で受信した送信シンボルを、基準となる周波数間隔に対して 2^N 乗おき (N は正の任意の数) の周波数間隔で受信処理する受信機としたものである。このようにしたことによって、各チャンネルの送信シンボルが所定の周波数間隔で配置されて、各チャンネルが多重化されたマルチキャリア信号を受信でき、所定の周波数間隔の送信シンボルを抽出して受信処理すれば、所望の受信チャンネルの信号を得ることができ、多重化されて伝送される信号から所望のチャンネルの信号を容易に得ることができる。

第 1 5 の発明は、第 1 4 の発明の受信機において、受信した信号より通信に用いられた帯域幅で送信されてきた全シンボル群の内、送信側が送信している通信チャンネルのシンボルのみを抽出し、この抽出したシンボルをチャンネルデコーダに供給してデコードするようにしたものである。このようにしたことによって、必要とするシンボルだけの受信処理が効率良く行える。

第 1 6 の発明は、第 1 4 の発明の受信機において、受信信号の

帯域幅により決定されるサンプルレートにより受信信号のサンプリングを行い、サンプリングされたシンボルを互いに加算もしくは減算することにより、所望の受信チャンネルを選択して、後段に出力するシンボル数を減少させて、受信時の最大ビットレートにより決定される必要最小限のサンプルレートとし、この必要最小限のサンプルレートのシンボル数の受信データを受信処理するようにしたものである。このようにしたことによって、必要なサンプルレートのシンボル数の受信データを効率良く得ることができる。

10 第17の発明は、第16の発明の受信機において、複数の受信チャンネルを選択したとき、少なくとも1つの受信チャンネルのデータに正弦波のオフセット補正信号を乗算する補正手段を設けたものである。このようにしたことによって、各受信チャンネルのデータ間に含まれるオフセットを簡単に除去することができる。

15 第18の発明は、第16の発明の受信機において、受信データを受信処理する受信処理手段は、最大ビットレートにより決定される処理能力を備え、上記最大ビットレートよりも低いビットレートでの通信を行う際には所望のビットのみを抽出するようにしたものである。このようにしたことによって、低いビットレートでの通信時のデータ処理量を減らすことができる。

20 第19の発明は、第14の発明の受信機において、パイロットチャンネルの受信処理手段と、トラフィックチャンネルの受信処理手段とを備え、上記パイロットチャンネルの受信処理手段で受信された既知信号のシンボルを用いて、上記トラフィックチャンネルの受信処理手段で、トラフィックチャンネルの受信シンボルの伝送路の等化処理を行うようにしたものである。このようにしたことによって、トラフィックチャンネルの受信シンボルの伝送

路の等化処理を、パイロットチャンネルの受信信号に基づいて良好に行うことができ、良好な受信処理ができる。

第 20 の発明は、第 14 の発明の受信機において、受信した信号を、チャンネル単位又は所定周波数帯域単位で周波数ホッピングさせる周波数ホッピング手段を備えたものである。このようにしたことによって、周波数ホッピングされた伝送信号の受信処理を適正に行える。

図面の簡単な説明

10 図 1 は従来の D S - C D M A 方式の送信処理例を示すブロック図である。

図 2 は従来の D C - C D M A 方式の受信処理例を示すブロック図である。

15 図 3 は従来の T D M A 方式における多重化例を示す説明図である。

図 4 は従来の O F D M 方式の送信処理例を示すブロック図である。

図 5 は従来の O F D M 方式の受信処理例を示すブロック図である。

20 図 6 は本発明の第 1 の実施の形態による送信構成例を示すブロック図である。

図 7 は本発明の第 1 の実施の形態によるヌルシンボルの挿入及び抽出状態の例を示す説明図である。

25 図 8 は本発明の第 1 の実施の形態による受信構成例を示すブロック図である。

図 9 は本発明の第 1 の実施の形態によるシンボル配置例を示す説明図である。

図 10 は本発明の第 1 の実施の形態による処理を T D M A 方式

に適用した例を示す説明図である。

図 1 1 は本発明の第 2 の実施の形態による送信構成例を示すブロック図である。

図 1 2 は本発明の第 2 の実施の形態による混合回路の例を示す構成図である。

図 1 3 は本発明の第 2 の実施の形態による混合状態の例を示す説明図である。

図 1 4 は本発明の第 3 の実施の形態による送信構成例を示すブロック図である。

図 1 5 は本発明の第 3 の実施の形態による混合状態の例を示す説明図である。

図 1 6 は本発明の第 4 の実施の形態による送信構成例を示すブロック図である。

図 1 7 は本発明の第 4 の実施の形態による内部チャンネル選択部の構成例を示すブロック図である。

図 1 8 は本発明の第 4 の実施の形態によるサブキャリア配置例を示す説明図である。

図 1 9 は本発明の第 4 の実施の形態による受信構成例を示すブロック図である。

図 2 0 は本発明の第 4 の実施の形態による分離回路の例を示す構成図である。

図 2 1 は本発明の第 4 の実施の形態による分離状態の例を示す説明図である。

図 2 2 は本発明の第 5 の実施の形態による受信構成例を示すブロック図である。

図 2 3 は本発明の第 5 の実施の形態によるチャンネル選択部の例を示す構成図である。

図 2 4 は本発明の第 5 の実施の形態によるチャンネル選択部で

の処理例を示す説明図である。

図25はチャンネル選択部の他の例を示す構成図である。

図26はチャンネル選択部の更に他の例を示す構成図である。

5 図27は本発明の第6の実施の形態による送信構成例を示すブロック図である。

図28は本発明の第6の実施の形態による受信構成例を示すブロック図である。

10 図29は本発明の第6の実施の形態による送信シンボルの配置例を示す説明図である。

図30は本発明の第6の実施の形態によるチャンネル選択部の例を示す構成図である。

図31は本発明の各実施の形態での他の処理によるサブキャリア配置例を示す説明図である。

15 図32は本発明の各実施の形態に適用される周波数ホッピング処理を示す説明図である。

発明を実施するための最良の形態

20 以下、本発明の第1の実施の形態を、図6～図10を参照して説明する。

本実施の形態においては、セルラ方式の無線電話システムに適用した例としてある。図6は、本例のシステムにおける基地局側又は端末装置側の送信構成を示すものである。ここでは、伝送レートとして32 kbps, 64 kbps, 96 kbps, 128 kbpsの4種類のレートのデータを伝送することができる構成としたものである。

端子101に得られる上述したいずれかの伝送レートの情報ビットストリームは、コーディング部102で符号化ならびにイン

ターリープなどのコーディング処理を行い、符号化率1／2などの所定の符号化率で符号化する。コーディング部102で符号化された各ビットは、シンボルマッピング部103に供給して、送信シンボルへマッピングする。ここで送信シンボルへのマッピング処理としては、QPSK処理、8PSK処理、16QAM処理などの処理が適用できる。或いは周波数軸上や時間軸上での差動変調が行われる場合もある。

このシンボルマッピング部103で生成された送信シンボルは、ヌルシンボル挿入部104に供給する。ヌルシンボル挿入部104では、そのときの伝送レートに応じて振幅（エネルギー）が0のシンボルを規則的に挿入して、元の情報ビットストリームの伝送レートに係わらずシンボルレートを最大の伝送レート（ここでは128kbpsに対応したレート）に一定とする処理を行う。

図7は、このヌルシンボルの挿入状態の例を示したもので、○印で示すシンボル位置が、元の伝送データのシンボル位置で、×印で示すシンボル位置が、ヌルシンボル挿入部104で挿入した0のシンボルの位置である。例えば情報ビットストリームの伝送レートが32kbpsの場合には、図7のAに示すように、元の各シンボル間に、3つのヌルシンボルを挿入して、128kbpsに相当するシンボル数（即ち4倍）の伝送データに変換する。また、情報ビットストリームの伝送レートが64kbpsの場合には、図7のBに示すように、元の各シンボル間に、1つのヌルシンボルを挿入して、128kbpsに相当するシンボル数（即ち2倍）の伝送データに変換する。また、情報ビットストリームの伝送レートが96kbpsの場合には、図7のCに示すように、元の3シンボル毎に、1つのヌルシンボルを挿入して、128kbpsに相当するシンボル数（即ち4／3倍）の伝送データに変換する。また、情報ビットストリームの伝送レートが128kbpsの場合には、図7のDに

示すように、ヌルシンボルを挿入せず、そのままのシンボル数の伝送データとする。

ここで、ヌルシンボル挿入部 104 でのヌルシンボルの挿入率 R は、次式で定義される。

5 挿入率 $R = (M - D) / M \dots \dots \dots [1]$

但し、M はここでの伝送帯域における最大伝送レート（ここでは 128 kbps）であり、D は該当するチャネルでの伝送レートである。

10 このヌルシンボル挿入部 104 での処理は、ヌルシンボルの挿入で、シンボルレートが 2^N 倍（N は正の任意の数）になるようにコントロールする処理である。但し、図 7 の C に示す処理、即ち 96 kbps のレートで伝送する場合には、N の値が整数とはならないが、上述した [1] 式に基づいたヌルシンボルの挿入レート $R = 1 / 4$ の規則を用いた処理である。

15 ヌルシンボル挿入部 104 でヌルシンボルが挿入された送信シンボルは、ランダム位相シフト部 105 でランダム位相シフトによるスクランブル処理（或いは他のスクランブル処理）を行い、そのスクランブル処理された送信シンボルを逆フーリエ変換（IFT）処理部 106 に供給し、逆高速フーリエ変換の演算処理で、時間軸上に配置されたシンボルストリームを、周波数軸上にサブキャリアが配置されたマルチキャリア信号に変換する。逆フーリエ変換処理部 106 で変換された信号は、ガードタイム付加部 107 に供給してガードタイムを付加すると共に、窓掛け処理部 108 で所定単位毎の信号に送信用の窓掛けデータを乗算する。窓掛けデータが乗算された送信信号は、送信処理部 109 に供給して、高周波信号を畳込み所定の伝送周波数帯域に周波数変換し、その周波数変換された送信信号をアンテナ 110 から無線送信する。

このような構成で無線送信される信号を端末装置又は基地局で受信する構成を、図8に示す。アンテナ111が接続された受信処理部112では、所定の伝送周波数帯域の信号を受信して、ベースバンド信号に変換する。変換されたベースバンド信号は、窓がけ処理部113に供給して、所定単位毎の信号に受信用の窓がけデータを乗算した後、フーリエ変換(FFT)処理部114に供給し、周波数軸上に配置されたサブキャリアを時間軸上に配置されたシンボルストリームに変換する。

変換されたシンボルストリームは、デスクランブル部115で送信時のスクランブル処理とは逆のデスクランブル処理を行う。このデスクランブルされたシンボルストリームは、シンボル選択部116に供給する。シンボル選択部116では、送信時にヌルシンボル挿入部104(図6参照)で挿入されたヌルシンボル以外のシンボルを選択(即ちヌルシンボルを除去)する処理を行う。このヌルシンボルが除去されたシンボルストリームをビット抽出部117に供給し、符号化ビットを抽出し、その抽出されたビットデータをデコード部118に供給してデコードし、デコードされた情報ビットストリームを端子119に得る。

シンボル選択部116で抽出するシンボルとしては、伝送される情報ビットストリームの伝送レートにより異なる。即ち、図7に示すように送信時に挿入された振幅が0のヌルシンボルの位置は、伝送レートにより変化し、それぞれの伝送レートの場合に、○印で示したシンボルだけを抽出する処理を行う。この処理を行うことで、32 kbpsから128 kbpsまでの伝送レートの伝送を、同じ通信帯域幅を使用して行える。

ここでは、32 kbpsから128 kbpsまでの可変伝送レートで伝送する場合について説明したが、同様の処理により、最大ビット数M kbpsの通信が行える帯域において、 $M/2^n$ kbpsの通信を行

うことが可能である。この場合、送信側において、生成されたシンボルとヌルシンボルとは、図9に示すパターンで挿入される。

この図9において、白丸で示すシンボルは、情報ビットにより生成されたシンボルであり、黒丸で示すシンボルは、ヌルシンボルである。

以上のような通信を行うことで、低速伝送から高速伝送までを同じ通信帯域幅を用いて行うことが可能となり、例えば单一の高周波回路（送信処理回路や受信処理回路）のみしか備えていない端末装置においても可変伝送レートの通信が可能になる。

なお、この第1の実施の形態で説明した伝送処理を、T D M A構造で行うようにすることで、最低伝送レートと最大伝送レートとの差をより大きくすることが可能になる。図10は、この場合のフレーム構造の例を示す図で、例えばスロット1～スロット8の8タイムスロットで1フレームが構成される8T D M Aで構成

されている場合に、1つのスロットで32 kbps（ヌルシンボル挿入率 $R = 3/4$ ）から128 kbps（ヌルシンボル挿入率 $R = 0/4$ ）までのレートのマルチキャリア信号の伝送が可能な帯域が設定してあるとすると、1フレームで1スロットだけを使用した通信では、32 kbpsから128 kbpsのレートでの伝送が行われ、1

フレームの2スロットを使用した通信では、256 kbpsのレートまでの伝送が行われ、以下使用するスロット数を増やすことで、最大で8スロットを使用して、ヌルシンボル挿入率 $R = 0/4$ としたとき $128 \text{ kbps} \times 8 = 1024 \text{ kbps}$ の伝送レートでの通信が可能となる。

また、この第1の実施の形態で説明した伝送処理でヌルシンボルを挿入した箇所（ヌルシンボルによるサブキャリア）は、他の系の通信で使用することができる。このようにヌルシンボルの挿入位置のサブキャリアを、他の通信に使用することで、多重通信

を効率良く行うことができる。例えば、図 6 に示す送信処理で、6 4 kbps のレートの情報ビットストリームを送信する際には、ヌルシンボルの挿入位置で、他の系の通信を行うことで、2 つの系の 6 4 kbps のレートの情報ビットストリームの伝送が、1 つの伝送帯域で可能である。同様に、3 2 kbps のレートの場合には、4 つの系の 3 2 kbps のレートの情報ビットストリームの伝送が、1 つの伝送帯域で可能である。さらに、9 6 kbps のレートの伝送と、3 2 kbps のレートの伝送とを、1 つの伝送帯域で行うこともできる。

10 次に、本発明の第 2 の実施の形態を、図 1 1 ~ 図 1 3 を参照して説明する。本実施の形態においても、セルラ方式の無線電話システムに適用した例としてあり、この例では1 つの送信機から多重送信を行うようにしたるものである。この多重送信は、例えば基地局から複数の系の送信信号を同時に送信する場合に適用できる。この実施の形態において、多重通信を行う構成以外は、上述した第 1 の実施の形態で説明した処理と基本的に同じであり、受信系の構成については省略する。

20 図 1 1 は、本実施の形態での送信構成を示した図である。ここでは、チャンネル 1, チャンネル 2 … チャンネル N (N は任意の整数) のチャンネル数 N の情報ビットストリームが、端子 1 2 1 a, 1 2 1 b … 1 2 1 n に得られるものとする。各端子 1 2 1 a ~ 1 2 1 n に得られる各チャンネルの情報ビットストリームは、ここでは同じ伝送レートのビットストリームとしてあり、それぞれ別のコーディング部 1 2 2 a, 1 2 2 b … 1 2 2 n に供給して、符号化ならびにインターリーブなどのコーディング処理を個別に行う。コーディング部 1 2 2 a ~ 1 2 2 n で符号化された各チャンネルのビットストリームは、それぞれ別のシンボルマッピング部 1 2 3 a, 1 2 3 b … 1 2 3 n に供給して、各チャンネル毎

に個別に送信シンボルへマッピングする。ここで送信シンボルへのマッピング処理としては、QPSK処理、8PSK処理、16QAM処理などの処理が適用できる。或いは周波数軸上や時間軸上での差動変調が行われる場合もある。

5 各チャンネル毎のシンボルマッピング部123a～123nで生成された送信シンボルは、混合回路（マルチプレクサ）124に供給して、1系統のシンボルストリームに混合する。図12は、混合回路124での処理の概念を簡単に示す図で、ここでは例えばチャンネル1～チャンネル4のチャンネル数4のシンボルストリームを、1系統のシンボルストリームに変換するものである。チャンネル1のシンボルストリームが混合回路124の端子124aに得られ、チャンネル2のシンボルストリームが混合回路124の端子124bに得られ、チャンネル3のシンボルストリームが混合回路124の端子124cに得られ、チャンネル4のシンボルストリームが混合回路124の端子124dに得られる。このとき、混合回路124を構成するスイッチの接点124mが、各端子124a～124dを順に周期的に選択する処理を行って出力する。

20 図13は、この混合状態の例を示した図で、例えば図13のA, B, C, Dに示す状態で、それぞれ別のチャンネル1, 2, 3, 4のシンボルストリームが得られるとき、各チャンネルのシンボルを順に選択して、図13のEに示す1系統の混合ストリームを得る。例えば、各チャンネルのストリームが、32kbpsのレートの情報ビットストリームのシンボルであるとき、128kbpsのレートの情報ビットストリームに相当するシンボルストリームとなる。なお、各チャンネルのシンボルの送出タイミングが同期しない場合には、バッファメモリなどを使用した同期処理が必要になる。

図 1 1 の説明に戻ると、混合回路 1 2 4 で混合された送信シンボルは、ランダム位相シフト部 1 2 5 でランダム位相シフトによるスクランブル処理（或いは他のスクランブル処理）を行い、そのスクランブル処理された送信シンボルを逆フーリエ変換（I F 5 F T）処理部 1 2 6 に供給し、逆高速フーリエ変換の演算処理で、時間軸上に配置されたシンボルストリームを、周波数軸上にサブキャリアが配置されたマルチキャリア信号に変換する。逆フーリエ変換処理部 1 2 6 で変換された信号は、ガードタイム付加部 1 2 7 に供給してガードタイムを付加すると共に、窓掛け処理部 10 1 2 8 で所定単位毎の信号に送信用の窓掛けデータを乗算する。窓掛けデータが乗算された送信信号は、送信処理部 1 2 9 に供給して、高周波信号を畳込み所定の伝送周波数帯域に周波数変換し、その周波数変換された送信信号をアンテナ 1 3 0 から無線送信する。

15 このように無線送信される信号を受信する側（例えば基地局からの信号を受信する端末装置）では、例えば上述した第 1 の実施の形態で説明した図 8 の構成で受信処理を行うことで、任意のチャンネルの信号を抽出して処理できる。

なお、ここでは 4 チャンネルの多重化を行う場合を例として説明したため、多重化されたシンボルストリーム（図 1 3 の E）での各チャンネルのシンボルの出現周期は 4 となっているが、最大のチャンネル多重数はこれに限定されるものではない。最大のチャンネル多重数は、 2^n （ここでの n は正の整数：即ち $n = 1, 2, 3, 4 \dots$ ）と設定することができ、この場合の各チャンネルのシンボルの出現周期は、最大の多重数と同じ 2^n となる。実際の通信で使用するチャンネル数が、最大の多重数よりも小さい場合には、使われてないチャンネルのシンボルとして、第 1 の実施の形態で説明したヌルシンボル（振幅が 0 のシンボル）を挿入

すれば良い。

次に、本発明の第3の実施の形態を、図14及び図15を参照して説明する。本実施の形態においても、セルラ方式の無線電話システムに適用した例としてあり、この例でも第2の実施の形態と同様に、1つの送信機から多重送信を行うようにしたものであり、第2の実施の形態に対応する部分には同一符号を付し、その詳細説明は省略する。

ここで本実施の形態の場合には、各チャネルの伝送レートが異なる場合の例としてあり、図14は本実施の形態での送信構成を示した図である。ここでは、チャネル1、チャネル2、チャネル3の合計3チャネルの情報ビットストリームが、端子131a、131b、131cに得られるものとする。各チャネルの伝送レートとしては、例えばチャネル1、チャネル2がそれぞれ32kbpsであり、チャネル3が64kbpsであるとする。各端子131a～131cに得られる各チャネルの情報ビットストリームは、それぞれ別のコーディング部132a、132b、132cに供給して、符号化ならびにインターリーブなどのコーディング処理を個別に行う。コーディング部132a、132bで符号化されたチャネル1、チャネル2のビットストリームは、それぞれのチャネル用のシンボルマッピング部133a、133bに供給して、各チャネル毎に個別に送信シンボルへマッピングする。また、チャネル3のビットストリームは、2つの系統のビットストリームに2分割し、一方の系統のビットストリームはシンボルマッピング部133cに供給すると共に、他方の系統のビットストリームはシンボルマッピング部133dに供給し、それぞれ別に送信シンボルへマッピングする。

各シンボルマッピング部133a～133dでマッピングされた送信シンボルは、混合回路134に供給して、1系統に多重化

する。図15は、ここで多重化状態の例を示してあり、2つの系統に分割されたチャンネル3のシンボルストリームを、同じ間隔で周期的に配置すると共に、その間にチャンネル1のシンボルストリームとチャンネル2のシンボルストリームを周期的に配置する。即ち、例えばチャンネル1、チャンネル3、チャンネル2、チャンネル3……の配置を繰り返し設定する。

この多重化されたシンボルストリームは、ランダム位相シフト部125でランダム位相シフトによるスクランブル処理（或いは他のスクランブル処理）を行い、そのスクランブル処理された送信シンボルを逆フーリエ変換（IFFT）処理部126に供給し、逆高速フーリエ変換の演算処理で、時間軸上に配置されたシンボルストリームを、周波数軸上にサブキャリアが配置されたマルチキャリア信号に変換する。逆フーリエ変換処理部126で変換された信号は、ガードタイム付加部127に供給してガードタイムを付加すると共に、窓掛け処理部128で所定単位毎の信号に送信用の窓掛けデータを乗算する。窓掛けデータが乗算された送信信号は、送信処理部129に供給して、高周波信号を畳込み所定の伝送周波数帯域に周波数変換し、その周波数変換された送信信号をアンテナ130から無線送信する。

このように無線送信される信号を受信する側（例えば基地局からの信号を受信する端末装置）では、例えば上述した第1の実施の形態で説明した図8の構成で受信処理を行うことで、任意のチャンネルの信号を抽出して処理できる。即ち、図15に示す状態で多重化された伝送信号から、チャンネル1又はチャンネル2の信号を抽出する場合には、4周期毎のシンボルを抽出することで、そのチャンネルの信号が受信でき、チャンネル3の信号を抽出する場合には、2周期毎のシンボルを抽出することで、そのチャンネルの信号が受信できる。

なお、ここでは最大 128 kbpsまで伝送できる帯域で、32 kbpsと 64 kbpsの伝送レートを混在させて通信を行う例として説明したが、これに限定されるものではない。即ち、各チャネルの伝送レート D [kbps] は、基本的には次式のように設定できる。

5 伝送レート $D = M / 2^N$ [kbps] …… (2)

ここで、 $N = 1, 2, 3 \dots$ の正の整数、 M は該当する帯域における最大伝送レートである。

また、第 1 の実施の形態で説明した 96 kbpsのように、(2) 式で設定されるレートの間の値のレートを設定しても良い。

10 次に、本発明の第 4 の実施の形態を、図 16～図 21 を参照して説明する。本実施の形態においても、セルラ方式の無線電話システムに適用した例としてあり、この例では複数の送信機から多重送信を行うようにしたるものである。例えば、複数の端末装置から同時に多重送信を行って、基地局で一括して受信する場合が相当する。

20 図 16 は本実施の形態での送信構成を示した図である。ここでは、チャネル 1 ～チャネル N (N は任意の整数) の情報ビットストリームが、それぞれ別の送信機の端子 141a ～ 141n に個別に得られるものとする。各送信機は基本的には共通の構成であり、チャネル 1 の信号を処理する送信機の構成を説明すると、端子 141a に得られる情報ビットストリームは、コーディング部 142a で符号化ならびにインターリーブなどのコーディング処理を行う。コーディング部 142a で符号化された各ビットは、シンボルマッピング部 143a に供給して、送信シンボルへマッピングする。

25 このシンボルマッピング部 143a で生成された送信シンボルは、ランダム位相シフト部 144a でランダム位相シフトによるスクランブル処理（或いは他のスクランブル処理）を行い、その

スクランブル処理された送信シンボルを逆フーリエ変換（IFFT）処理部 145a に供給し、逆高速フーリエ変換の演算処理で、時間軸上に配置されたシンボルストリームを、周波数軸上にサブキャリアが配置されたマルチキャリア信号に変換する。逆フーリエ変換処理部 145a で変換された信号は、内部チャンネル選択部 146a で内部チャンネル選択処理が行われ、この内部チャンネル選択処理が行われたマルチキャリア信号を、送信処理部 147a に供給して、高周波信号を畳込み所定の伝送周波数帯域に周波数変換し、その周波数変換された送信信号をアンテナ 148a から無線送信する。

内部チャンネル選択部 146a の構成を図 17 に示す。前段の回路から端子 151 に得られる信号を、シンボル繰り返し部 152 に供給し、そのときの伝送レートに応じて数のシンボル反復処理を行う。例えば、ここでの 1 伝送帯域での最大伝送レートが 128 kbps で、無線伝送されるマルチキャリア信号の伝送路上でのサブキャリア間隔を 4 kHz 間隔とし、1 チャンネルでの伝送レートが 32 kbps であるとする。このとき、前段の逆フーリエ変換処理部 145a では、サブキャリア間隔が 16 kHz のマルチキャリア信号への変換処理を行う。

シンボル繰り返し部 152 では、この信号のシンボル成分を 4 倍に反復する処理を行い、4 kHz 間隔の信号に変換する。例えば図 17 に示すように、シンボル繰り返し部 152 の入力部に示した波形が、このシンボル繰り返し部 152 で 4 回反復された波形に変換されている。この逆フーリエ変換されたシンボルストリームを多重分繰り返すことによって、該当するチャンネルが使用していないサブキャリアにヌルシンボルを挿入することと等価の効果を得ることになる。

このシンボル繰り返し部 152 で繰り返された信号は、乗算器

153で、オフセット周波数発生器154が出力するオフセット周波数と乗算される。この乗算により、該当するチャンネルの周波数オフセット分、各シンボルに位相の旋回が生じることになる。なお、該当するチャンネルの周波数オフセットが0 Hzである場合には、定数との乗算になる。即ち、この乗算器153で乗算されたシンボル系列によって、どのチャンネルに割当てられたサブキャリアを使用するかが決定される。オフセット周波数が乗算された信号は、窓掛け処理部155に供給して、所定単位毎に送信用の窓掛けデータを乗算し、端子156から送信処理部147aに供給する。

各チャンネルで送信処理される信号の状態の例を図18に示す。ここでは、1伝送帯域での最大伝送レートが128 kbpsで、この128 kbpsの伝送レートのデータを、4 kHz間隔のサブキャリアによるマルチキャリア信号により伝送される構成としてある場合に、4つの送信機から1つの伝送帯域を使用して、それぞれの送信機から伝送レートが32 kbpsのデータを、この1伝送帯域に多重伝送する場合を示したものである。

図18のA, B, C, Dは、それぞれ各送信機から送信されるチャンネル1, チャンネル2, チャンネル3, チャンネル4の送信信号を示したもので、各チャンネルの信号は、サブキャリアが16 kHz間隔のマルチキャリア信号としてある。ここで、各チャンネルでサブキャリアが存在する周波数位置は、チャンネル1が図18のAに示すように、基準となる周波数 f_c から16 kHz間隔としてあり、チャンネル2が図18のBに示すように、周波数 f_c から4 kHzシフトした周波数位置から16 kHz間隔としてあり、チャンネル3が図18のCに示すように、周波数 f_c から8 kHzシフトした周波数位置から16 kHz間隔としてあり、チャンネル4が図18のDに示すように、周波数 f_c から

12 kHz シフトした周波数位置から 16 kHz 間隔としてある。
。

これらの各チャネルの信号が無線送信されることで、無線伝送路上では図 18 の E に示すように、4 kHz 間隔でサブキャリアが配置された状態となり、1 つの伝送帯域に 4 つのチャネルの信号が多重伝送されることになる。この場合、各送信機が備える逆フーリエ変換処理部での高速逆フーリエ変換処理としては、そのチャネルで扱う 32 kbps の伝送レートの信号を 16 kHz 幅のサブキャリア群に変換する処理だけで良く、逆フーリエ変換処理部での処理量を、そのシステムにおけるサブキャリア間隔で必要な処理量よりも大幅に少なくすることができる。
10

ここでは、32 kbps の伝送レートの信号の通信を行う例について説明したが、例えば同じ伝送帯域で 64 kbps の伝送レートの信号の通信を行う場合には、そのレートの通信に見合う規模の逆フーリエ変換処理部により演算を行い（即ち 32 kbps の通信の時に比べて倍のサンプル数が出力される）、内部チャネル選択部でのシンボル反復で 2 倍に反復すれば良く、どのような伝送レートの場合でも同様の処理で送信信号の生成が可能である。この場合、各送信機（端末装置）が備える処理回路としては、その装置で送信を行う伝送レートに見合った能力の逆フーリエ変換処理回路を備えるだけで良く、全ての端末装置が用意された伝送帯域で規定されたサブキャリア間隔のマルチキャリア信号を生成させる能力を備える必要がなく、端末装置の構成を簡単にすることができる。
15
20

また、例えば上述した第 1 の実施の形態で説明したようなヌルシンボルの挿入処理を同時に実行して、伝送レートの変化に対応させる処理を行うことで、より伝送レートが低い場合に対処できる。
25

次に、このように多重伝送される信号を、例えば基地局で一括受信する構成の例を、図19に示す。アンテナ161が接続された受信処理部162では、所定の伝送周波数帯域の信号を受信して、ベースバンド信号に変換する。変換されたベースバンド信号は、窓掛け処理部163に供給して、所定単位毎の信号に受信用の窓掛けデータを乗算した後、フーリエ変換(FFT)処理部164に供給し、周波数軸上に配置されたサブキャリアを時間軸上に配置されたシンボルストリームに変換する。ここで変換処理としては、受信した伝送帯域に配置されたサブキャリアを全て変換する処理である。

変換されたシンボルストリームは、ランダム位相シフト部165で送信時のスクランブル処理とは逆のデスクランブル処理を行う。このデスクランブルされたシンボルストリームは、分離回路(デマルチプレクサ)166で、1伝送帯域に多重化されたシンボルを各チャネル毎に分離する処理を行う。各チャネル毎に分離されたシンボルストリームは、各チャネル毎のビット抽出部167a, 167b……167nに供給し、各チャネル毎に個別にビット抽出処理を行って受信ビットストリームを得、その受信ビットストリームを各チャネル毎のデコード部168a, 168b……168nに供給し、各チャネル毎に個別にデコードして、各チャネル毎の情報ビットストリームを各チャネル毎の端子169a, 169b……169nに得る。

図20は、分離回路166での処理の概念を簡単に示す図で、ここでは例えば1系統のシンボルストリームに多重されたチャネル1～チャネル4の4チャネルのシンボルストリームを分離するものである。分離回路166を構成するスイッチの接点166mに得られる多重化されたシンボルストリームを、1シンボル毎に端子166a～端子166dの4つの端子に順に供給する

5 ように切換える処理を周期的に行う。このように切換えることで、チャンネル1のシンボルストリームが端子166aに得られ、チャンネル2のシンボルストリームが端子166bに得られ、チャンネル3のシンボルストリームが端子166cに得られ、チャンネル4のシンボルストリームが端子166dに得られる。

10 図21は、この分離状態の例を示した図で、例えば図21のAに示す信号は、4チャンネルの信号が多重化された1伝送帯域の信号を受信して得たシンボルストリームで、一定の時間間隔で配置されたシンボルは、4チャンネルのシンボルが混合されている。ここで、1シンボル毎に順に分離回路166を構成するスイッチの接点166mを切換えることで、図21のB, C, D, Eに示すように、各チャンネルのシンボルが分離されて出力される。

15 このように受信機を構成したことで、1伝送帯域に多重化された複数のチャンネルの信号を一括して受信することができる。

20 次に、本発明の第5の実施の形態を、図22～図26を参照して説明する。本実施の形態においても、セルラ方式の無線電話システムに適用した例としてあり、この例ではここまで説明した実施の形態での処理で、1伝送帯域に多重伝送される信号の内の任意のチャンネルを受信するようにしたものである。例えば、基地局から同時に多重送信される信号の中から、任意のチャンネルを端末装置で受信する場合に相当する。

25 まず、本例で受信する信号について説明すると、ここでは1伝送帯域で最大128 kbpsのレートの伝送が可能な帯域幅において、32 kbpsのレートの4チャンネルが多重化されている場合を想定しており、伝送路におけるサブキャリア間隔は4 kHz（即ち1シンボルの変調時間が $250 \mu\text{秒} = 1 / 4 \text{ kHz}$ ）としてある。

図22は本実施の形態での受信構成を示した図である。ここでは、アンテナ171が接続された受信処理部172で、所定の伝送周波数帯域の信号を受信して、ベースバンド信号に変換する。変換されたベースバンド信号は、チャンネル選択部173で所望のチャンネルが選択された後、その選択されたチャンネルの受信信号をマルチキャリア処理部174に供給し、フーリエ変換処理などで周波数軸上に配置されたサブキャリアを時間軸上に配置されたシンボルストリームに変換する。なお、窓掛け処理やランダム位相シフトなどのマルチキャリア処理に必要な他の処理についても、このマルチキャリア処理部174で実行される。

変換されたシンボルストリームはビット抽出部175に供給し、符号化ビットを抽出し、その抽出されたビットデータをデコード部176に供給してデコードし、デコードされた情報ビットストリームを端子177に得る。

図23は、チャンネル選択部173の構成例を示した図である。ここでは、前段の受信処理部から端子181に供給されるベースバンド信号としては、周波数軸上に4kHz間隔でサブキャリアが並んだ信号が250μ秒間入力される。この端子181に得られる信号は、セレクタ181aに直接供給すると共に、遅延回路181bを介して遅延させてセレクタ181aに供給し、セレクタ181aでの選択で、信号のシンボルが繰り返される処理が施される。

このセレクタ181aの出力は、減算器182に供給されると共に、遅延回路183により1シンボルの変調時間の1/2¹の時間（即ちここでは125μ秒）遅延された信号が減算器182に供給され、両信号の差分が抽出される。減算器182が出力する差分の信号は、乗算器195に供給し、オフセット周波数の補正信号発生器195aからの補正信号が乗算される。

乗算器 195 でオフセット周波数が乗算された信号は、減算器 184 に直接供給されると共に、遅延回路 185 により 1 シンボルの変調時間の $1/4$ ($= 1/2^2$) の時間 (即ちここでは 62.5 μ 秒) 遅延された信号が減算器 184 に供給され、両信号の差分が抽出され、その差分の信号が乗算器 196 を介して端子 191 に得られる。また、乗算器 195 の出力信号が、加算器 186 に直接供給されると共に、遅延回路 185 により遅延された信号が加算器 186 に供給され、両信号の加算信号が端子 192 に得られる。

また、端子 181 に得られる信号にセレクタ 181a と遅延回路 181b でシンボル繰り返し処理が施された信号は、加算器 187 に供給されると共に、遅延回路 183 により遅延された信号が加算器 187 に供給され、両信号の加算信号が得られる。この加算信号は、さらに減算器 188 に直接供給されると共に、遅延回路 189 により 1 シンボルの変調時間の $1/4$ ($= 1/2^2$) の時間 (即ちここでは 62.5 μ 秒) 遅延された信号が減算器 188 に供給され、両信号の差分が抽出され、その差分の信号が乗算器 197 を介して端子 193 に得られる。また、加算器 187 の出力信号が、加算器 190 に直接供給されると共に、遅延回路 189 により遅延された信号が加算器 190 に供給され、両信号の加算信号が端子 194 に得られる。

各乗算器 195, 196, 197 では、それぞれオフセット周波数の補正信号発生器 195a, 196a, 197a からの補正信号が乗算される。このオフセット周波数の補正処理については後述する。

このように構成したチャンネル選択部 173 での処理状態を、図 24 を参照して説明する。まず、端子 181 に得られる信号として図 24 の A に示すように、チャンネル 1 ~ 4 の各サブキャリ

アが4 kHz間隔で順に配置された信号が、250 μ秒間入力する。ここでは、この信号の前半の125 μ秒間と後半の125 μ秒間に分けて、減算器182で互いに減算したものと、加算器187で互いに加算したものが生成される。加算器187の出力としては、元の信号からサブキャリア数が1/2¹になり、図24のBに示すように、チャンネル1とチャンネル3の奇数番目のサブキャリアだけになる。この加算器187の出力からは、さらに減算器188で遅延信号と減算したものと、加算器190で遅延信号と加算したものが生成される。加算器190で加算された信号としては、図24のCに示すように、チャンネル1の信号のサブキャリアだけになる。減算器188で減算された信号としては、図24のDに示すように、チャンネル3の信号のサブキャリアだけになる。

また、減算器182の出力としては、元の信号からサブキャリア数が半分になり、図24のEに示すように、チャンネル2とチャンネル4の偶数番目のサブキャリアだけになる。この減算器182の出力からは、さらに加算器186で遅延信号と加算したのもと、減算器184で遅延信号と減算したものが生成される。加算器186で加算された信号としては、図24のFに示すように、チャンネル2の信号のサブキャリアだけになる。減算器184で減算された信号としては、図24のGに示すように、チャンネル4の信号のサブキャリアだけになる。

このようにして端子191, 192, 193, 194に得られた信号は、この後段においてFFT処理（高速フーリエ変換処理）が施されてサブキャリアの抽出が行われるが、図24のD, F, Gに示すように、チャンネル2～4の信号には、オフセット周波数が畳込まれている状態になっている。具体的には、多重されてきた信号のサブキャリア間隔が $fs[Hz]$ だったとすると、チャン

5 ネル 2 には $fs[\text{Hz}]$ 、チャンネル 3 には $2 fs[\text{Hz}]$ 、チャンネル 4 には $3 fs[\text{Hz}]$ のオフセット周波数が存在する。そこで、これらのオフセットを取り除くべく、乗算器 195, 196, 197 で、マイナスのオフセット周波数を持つ正弦波と乗算した後、端子 19
1, 192, 193, 194 に供給する出力信号とする。具体的には、チャンネル 2 には $-fs[\text{Hz}]$ 、チャンネル 3 には $-2 fs[\text{Hz}]$ 、チャンネル 4 には $-3 fs[\text{Hz}]$ の信号を乗算して出力を得ることになる。

10 この処理は、チャンネル 2 (端子 192 の出力) では、補正信号発生器 195a で、 $\exp(-j 2 \pi (i / M \times 1))$ の信号を発生させて、その信号を乗算器 195 で乗算することで行われる。また、チャンネル 3 (端子 193 の出力) では、補正信号発生器 197a で、 $\exp(-j 2 \pi (i / M \times 2))$ の信号を発生させて、その信号を乗算器 197 で乗算することで行われる。また、チャンネル 4 (端子 191 の出力) では、まず補正信号発生器 195a で、 $\exp(-j 2 \pi (i / M \times 1))$ の信号を発生させて、その信号を乗算器 19
15 5 で乗算し、さらに補正信号発生器 196a で、 $\exp(-j 2 \pi (i / M \times 2))$ の信号を発生させて、その信号を乗算器 195 で乗算することで行われる。なお、補正信号として示す M は、 $250 \mu\text{se}$
20 c の間にチャンネル選択手段 173 に入力されてくるシンボル数、 i はその入力されてくるシンボルが何番目にされたシンボルかを示す添字である。このようにして、オフセット周波数が取り除かれて端子 191, 192, 193, 194 に得られる信号を周波数軸上で観測して観ると、図 24 の C, D, F, G の右側に示すように、オフセット周波数が払拭された状態になっており、どのチャンネルのサブキャリアについても同一の FFT 回路で抽出することができる。

25 このようにして、チャンネル選択部 173 では、各チャンネル

毎のサブキャリアが分離され、チャンネル選択部 173 以降の回路では、受信する必要のあるチャンネルのサブキャリアだけを処理することで、該当するチャンネルの情報ビットストリームを得ることができる。

5 ところで、図 23 に示したチャンネル選択部は、多重化されて
伝送される 4 チャンネル全ての信号を分離する構成としたが、い
ずれか 1 つのチャンネルの信号だけが必要である場合には、例え
ば図 25 に示すチャンネル選択部 173' としても良い。即ち、
端子 201 に得られる受信信号（ベースバンド信号）を、セレク
タ 201a と遅延回路 201b を使用してシンボル繰り返し処理
を施した後に、演算部 202 に供給すると共に、遅延回路 203
により 1 变調時間の $1/2^1$ の時間遅延させた信号を演算部 20
2 に供給する。演算部 202 は、制御部 207 の制御により、加
算処理と減算処理のいずれか一方の演算処理が行われる回路であ
る。演算部 202 の出力を、乗算器 208 での正弦波の乗算によ
りオフセット周波数を取り除いた後、演算部 204 に直接供給す
ると共に、遅延回路 205 により 1 变調時間の $1/4$ ($= 1/2^2$) の時間遅延させた信号を演算部 204 に供給する。演算部 2
04 は、制御部 207 の制御により、加算処理と減算処理のいず
れか一方の演算処理が行われる回路である。演算部 204 の演算
出力を、乗算器 209 で正弦波との乗算によりオフセット周波数
を取り除いた後、端子 206 に供給し、端子 206 から後段の回
路に供給する。なお、乗算器 208, 209 で補正するオフセッ
ト周波数は、制御部 207 による制御で決定される。このように
構成したことで、演算部 202 と演算部 204 での加算処理又は
減算処理の制御部 207 による制御で、図 23 に示したチャンネ
ル選択部 173 での各チャンネル毎の選択処理状態と同じ状態に
することができ、多重化された 4 チャンネルの信号の中から所望

のチャンネルのサブキャリアだけを抽出することができる。

また、例えば 1 伝送帯域で 2 チャンネルの信号が多重化されている場合（例えば 6.4 kbps の伝送レートの信号が 2 チャンネル多重化されている場合）に、各チャンネルの信号を抽出するチャンネル選択部としては、例えば図 2-6 に示すチャンネル選択部 1-7-3" で構成できる。即ち、端子 2-1-1 に得られる受信信号（ベースバンド信号）を、セレクタ 2-1-1a と遅延回路 2-1-1b を使用してシンボル繰り返し処理を施した後に、演算部 2-1-2 に供給すると共に、遅延回路 2-1-3 により 1 变調時間の $1/2^1$ の時間遅延させた信号を演算部 2-1-2 に供給する。演算部 2-1-2 は、制御部 2-1-5 の制御により、加算処理と減算処理のいずれか一方の演算処理が行われる回路である。演算部 2-1-2 の演算出力を、乗算器 2-1-6 で正弦波との乗算によりオフセット周波数を取り除いた後、端子 2-1-4 に供給し、端子 2-1-4 から後段の回路に供給する。なお、乗算器 2-1-6 で補正するオフセット周波数は、制御部 2-1-5 による制御で決定される。このように構成したことで、演算部 2-1-2 での加算処理又は減算処理の制御部 2-1-5 による制御で、多重化された 2 チャンネルの信号の中からいずれか一方のチャンネルのサブキャリアだけを抽出することができる。

なお、例えば 1 伝送帯域での最大伝送レートが 12.8 kbps の場合に、最大伝送レートとして 6.4 kbps までサポートしたい端末装置において、8 kbps のような低速のレートの受信を行う場合には、その端末装置での最大伝送レート（6.4 kbps）に対応したチャンネル選択部を備えて、6.4 kbps のマルチキャリア信号として処理した、周波数軸上のサブキャリアを時間軸上のシンボルストリームに変換した後に、そのシンボルストリームから所望のチャンネルを選択するような処理を行っても良い。

また、逆に 8 kbps しかサポートしないなどといった低レート専

用の受信機は、図25中の演算部204と遅延回路205に相当する処理手段をシリアルに連結して同様の処理を行うことにより、チャンネル選択手段173の出力シンボル数を、端子201が有する信号線の $1/2^N$ （Nは連結した処理手段の段数）に削減することが可能となる。このチャンネル選択手段内部の段数は任意の値を選ぶことが可能で、この値は該受信機のサポートする最大伝送レートによって決定される。なお、各段における遅延量は、 $1/2^j$ （jは段数を示す）とする。

なお、この実施の形態では、セルラ方式の無線電話システムの例であるとしたが、このように多重伝送される信号から所望のチャンネルを選択して受信する受信機は、マルチキャリア信号で複数のチャンネルの放送信号が多重伝送されるDAB（デジタルオーディオ放送：Digital Audio Broadcasting）等の他のシステム用の受信機にも適用できる。この受信機に適用することで、受信機が備えるフーリエ変換手段として、1チャンネルのサブキャリアだけを変換処理する能力のものを備えるだけで良く、従来のように1伝送帯域のサブキャリアを全て変換処理する能力のものを備える場合に比べて、受信機の構成を簡単にすることができる。

次に、本発明の第6の実施の形態を、図27～図30を参照して説明する。本実施の形態においては、セルラ方式の無線電話システムに適用した例としてあり、1伝送帯域で複数のチャンネルを多重伝送する場合に、その多重化される任意の1チャンネルをパイロットチャンネルとしたものである。

図27は、本実施の形態での送信構成を示した図である。ここでは、チャンネル1～チャンネルN（Nは任意の整数）のチャンネル数Nの情報ビットストリームが、端子221a～221nに得られると共に、端子221pにパイロットチャンネルのビット

ストリームが得られるものとする。なお、ここではパイロットチャンネルのデータとして、予め決められた既知信号を端子 221p に供給する。また、この既知信号の他に、何らかの制御データ（例えば基地局を認識するための ID など）を伝送するようにしても良い。また、ここではパイロットチャンネル以外のチャンネル（チャンネル 1 ~ チャンネル N）をトラフィックチャンネルと称する。

端子 221a ~ 221n に得られる各トラフィックチャンネルの情報ビットストリームは、ここでは同じ伝送レートのビットストリームとしてあり、それぞれ別のコーディング部 222a ~ 222n に供給して、符号化ならびにインターリーブなどのコーディング処理を個別に行う。コーディング部 222a ~ 222n で符号化された各チャンネルのビットストリームは、それぞれ別のシンボルマッピング部 223a ~ 223n に供給して、各チャンネル毎に個別に送信シンボルへマッピングする。また、端子 221p に得られるパイロットチャンネルのビットストリームは、ここではシンボルマッピング部 223p に直接供給して、送信シンボルへマッピングする。

各チャンネル毎のシンボルマッピング部 223a ~ 223n, 223p で生成された送信シンボルは、混合回路（マルチプレクサ）224 に供給して、1 系統のシンボルストリームに混合する。この混合回路 224 での混合処理構成は、例えば第 2 の実施の形態において、図 12 で説明した混合回路 124 と同様の処理構成とすることができます。混合回路 224 で混合された送信シンボルは、マルチキャリア処理部 225 でスクランブル処理、逆フーリエ変換処理、窓掛け処理などの周波数軸上に配置されたサブキャリアで構成されるマルチキャリア信号とする処理を行って、生成されたマルチキャリア信号を、送信処理部 226 に供給して、

高周波信号を畳込み所定の伝送周波数帯域に周波数変換し、その周波数変換された送信信号をアンテナ 227 から無線送信する。

図 29 は、このようにパイロットチャンネルを含むチャンネル構成とした場合の、1 伝送帯域での多重状態の例を示したものである。ここでは、チャンネル 1～3 の 3 チャンネルのトラフィックチャンネルと、1 つのパイロットチャンネルを多重化した例としてあり、各チャンネルのサブキャリアが順に配置してある。

次に、このように送信される信号を受信する構成を、図 28 に示す。アンテナ 231 が接続された受信処理部 232 では、所定の伝送周波数帯域の信号を受信して、ベースバンド信号に変換する。変換されたベースバンド信号は、第 1 及び第 2 のチャンネル選択部 233a 及び 233b に供給する。第 1 のチャンネル選択部 233a では、受信するトラフィックチャンネルのサブキャリアを選択する処理を行う。第 2 のチャンネル選択部 233b では、パイロットチャンネルのサブキャリアを選択する処理を行う。各チャンネル選択部 233a, 233b で選択されたサブキャリアは、それぞれ別にマルチキャリア処理部 234a, 234b に供給し、フーリエ変換処理などで周波数軸上のサブキャリアを時間軸上のシンボルストリームに変換する処理を行う。マルチキャリア処理部 234a で得られた所定のトラフィックチャンネルのシンボルストリームは、チャンネルイコライザ 235 に供給する。

このイコライザ 235 では、パイロットチャンネルで受信した既知信号の状態に基づいて伝送路状態を推定し、その推定した伝送路状態に基づいて、トラフィックチャンネルで受信したシンボルの伝送路の等化処理を行い、その等化処理されたシンボルの同期検波を行う。検波されたシンボルは、ビット抽出部 236 に供

給して符号化ビットを抽出し、その抽出されたビットデータをデコード部 237 に供給してデコードし、デコードされた情報ビットストリームを端子 238 に得る。また、パイロットチャンネルで受信されたデータは、図示しない端末装置の制御部に供給して、そのデータに基づいた制御処理を行う。

第 1 及び第 2 のチャンネル選択部 233a 及び 233b は、例えば図 30 に示すように構成する。即ち、第 1 のチャンネル選択部 233a では、前段の回路から端子 241 に得られる信号に、セレクタ 241a と遅延回路 241b を使用したシンボル繰り返し処理を施した後に、演算部 242 に供給すると共に、遅延回路 243 により 1 变調時間の $1/2^1$ の時間遅延させた信号を演算部 242 に供給する。演算部 242 は、制御部 247 の制御により、加算処理と減算処理のいずれか一方の演算処理が行われる回路である。演算部 242 の出力を、乗算器 248 で制御部 247 から指示された正弦波を乗じることにより、オフセット周波数を取り除く。この信号は、演算部 244 に直接供給すると共に、遅延回路 245 により 1 变調時間の $1/4$ ($= 1/2^2$) の時間遅延させた信号を演算部 244 に供給する。演算部 244 は、制御部 247 の制御により、加算処理と減算処理のいずれか一方の演算処理が行われる回路である。演算部 244 の演算出力を、乗算器 249 で制御部 247 から指示された正弦波を乗じることによりオフセット周波数を取り除いた後に、端子 246 から後段の回路に供給する。

また、第 2 のチャンネル選択部 233b では、前段の回路から端子 251 に得られる信号に、セレクタ 251a と遅延回路 251b を使用したシンボル繰り返し処理を施した後に、演算部 252 に供給すると共に、遅延回路 253 により 1 变調時間の $1/2^1$ の時間遅延させた信号を演算部 252 に供給する。演算部 252

2 は、制御部 247 の制御により、加算処理と減算処理のいずれか一方の演算処理が行われる回路である。演算部 252 の出力を、乗算器 257 で制御部 247 から指示された正弦波を乗じることにより、オフセット周波数を取り除く。この信号は、演算部 254 に直接供給すると共に、遅延回路 255 により 1 变調時間の $1/4$ ($= 1/2^2$) の時間遅延させた信号を演算部 254 に供給する。演算部 254 は、制御部 247 の制御により、加算処理と減算処理のいずれか一方の演算処理が行われる回路である。演算部 254 の演算出力を、乗算器 258 で制御部 247 から指示された正弦波を乗じることによりオフセット周波数を取り除いた後に、端子 256 から後段の回路に供給する。このように構成したことで、制御部 247 の制御に基づいて、第 1 のチャンネル選択部 233a では、所望のトラフィックチャンネルのサブキャリアを抽出することができると共に、他にのチャンネル選択部 233b では、パイロットチャンネルのサブキャリアを抽出することができる。

このように構成したことで、パイロットチャンネルで伝送される既知信号（パイロット信号）に基づいて伝送路推定を行うことが可能になり、同期検波で送受信を行うことが可能となる。これにより差動変調を行ったときに比べて良好な伝送特性を得ることができる。また、同一の基地局から送信されているチャンネルに関しては、基本的には互いに直交性が保たれていることから干渉元とはならず、他の基地局から送信されている信号のみが干渉として影響する。このような場合、パイロット信号が各基地局から送信されているので、これを用いてアダプティブアレーランテナ等を適用することによって、干渉をキャンセルすることも可能である。なお、この実施の形態の場合にも、4 チャンネルを多重化する例を説明したが、他の実施の形態で説明した例と同様に、基

本となる多重数を 2^n として種々の多重通信を行う構成とすることができる。

なお、ここまで説明した各実施の形態では、1変調単位内での処理を説明したが、実際にはこの処理が時間軸上で繰り返し実行されることになる。そこで、1変調時間単位で、論理チャネルと物理チャネルの対応を変化させることで、低伝送レートのチャネルにおいても、システム帯域の全ての周波数を使用して通信を行うことが可能になる。図31は、この場合の一例を示したもので、タイムスロット TS1, TS2, TS3 ……と、1タイムスロット毎に論理チャネル CH1～CH4 のサブキャリアの配列を変化させてある。ここでは4タイムスロットを1周期とした周期的な変化である。この論理チャネルと物理チャネルとの対応は、既存の周波数ホッピングシステムにおけるホッピングパターンを用いれば良い。

また、上述した各実施の形態では、1つの伝送帯域内での処理だけを説明したが、複数の伝送帯域が用意されている場合には、周波数帯域を入れ替える周波数ホッピングと称される処理を行うようにしても良い。図32は、この場合の一例を示したもので、ここでは6つの伝送帯域 F1～F6 (1つの伝送帯域が各実施の形態での1伝送帯域に相当) が用意されている場合、例えば通信時間 Ta では周波数が低い方から帯域 F1, F2, F3, F4, F5, F6 の配列とし、以下通信時間 Tb, Tc, Td と所定時間単位毎に帯域の配列を変化させる。この場合にも周期的に変化させる。このように周波数ホッピングさせることで、より大きな周波数ダイバーシティ効果を得ることができる。また、図31に示した各帯域内でサブキャリアの配列を変える処理と、図32に示した帯域毎の周波数ホッピング処理とを併用するようにしても良い。

また、上述した各実施の形態では、マルチキャリア信号により伝送を行う際の変復調処理の詳細については説明しなかったが、各実施の形態で説明したように、周波数軸上のサブキャリアを複数本毎に1チャンネルに割当てる際には、そのチャンネルに割当てられているサブキャリアの隣り合うものどうしで差動変調（位相変調又は振幅変調）を行った後に送信し、受信側では逆の復調処理（即ちそのチャンネルに割当てられているサブキャリアの隣り合うものどうしで差動復調処理）を行うようにしても良い。この処理は、例えばセルラ方式などの無線電話システムにおいては、端末装置から基地局への上り回線の通信に適用できる。また、基地局から端末装置への下り回線の通信にも適用できる。

このように処理することで、例えば端末装置が高速で移動中である場合、この処理を行わない場合には、シンボル間でフェージングの相関が低くなり特性が劣化する可能性があるが、本例の処理を行うことで、シンボル間の相関が高くなり、同期検波に比べて簡単な処理で実行できる差動復調で、良好な受信が可能になり、端末装置側の移動速度に依存しない良好な伝送ができる。

また、周波数軸上のサブキャリアを複数本毎に1チャンネルに割当てる際に、各サブキャリアが同一チャンネルに割当てられているか否かに関係なく、周波数軸上で隣り合うサブキャリア間で差動変調（位相変調又は振幅変調）を行った後に送信し、受信側では逆の復調処理（即ち隣接するサブキャリアどうしで差動復調処理）を行うようにしても良い。この処理についても、例えばセルラ方式などの無線電話システムにおいては、端末装置から基地局への上り回線の通信に適用できる。また、基地局から端末装置への下り回線の通信にも適用できる。

なお、ここで説明したそれぞれの差動変調処理及び差動復調処理は、サブキャリア数が各実施の形態で説明した2のN乗でない

場合にも適用できるものである。

また、上述した各実施の形態では、主として無線電話システムやDAB（デジタルオーディオ放送）に適用した例について説明したが、同様のマルチキャリア信号により多重伝送される他の各種伝送システムにも適用できることは勿論である。また、各実施の形態で示した伝送レート、周波数間隔、多重数などの値は、一例として示したものであり、他の値が適用できることは勿論である。

10

15

20

25

請求の範囲

1. 所定の帯域に複数のチャンネルを設定し、
設定したそれぞれのチャンネルでの通信を、複数のサブキャリアに送信シンボルを分散させたマルチキャリア信号で行うと共に、
各チャンネルでの送信シンボルの周波数軸上での配置を、基準となる周波数間隔に対して 2^N の乗おき (N は正の任意の数) に配置した
通信方法。
2. 請求項 1 記載の通信方法において、
上記通信は無線通信である
通信方法。
3. 請求項 1 記載の通信方法において、
送信するデータのビットレートに応じて、上記 N の値を可変
設定した
通信方法。
4. 請求項 1 記載の通信方法において、
基地局と端末装置との間の通信に適用し、
基地局から送信される下りチャンネルの 1 チャンネルをパイ
ロットチャンネルとして確保し、残りのチャンネルをトラフィ
ックチャンネルとし、
基地局では、上記パイロットチャンネルで既知信号の送信を行い、
端末装置では、パイロットチャンネルで受信されたシンボル
を用いて、上記トラフィックチャンネルで受信したシンボルの
伝送路の等化処理を行って、その等化処理されたシンボルの同期検波を行う
通信方法。

5. 請求項 1 記載の通信方法において、
伝送される信号を、チャンネル単位又は周波数単位で周波数
ホッピングさせる 通信方法。
6. 所定の帯域に複数のチャンネルを設定し、
5 設定したそれぞれのチャンネルでの通信を、複数のサブキャ
リアに送信シンボルを分散させたマルチキャリア信号で行うと
共に、
各チャンネルに割当てられるサブキャリアとして、所定数毎
のサブキャリアを使用し、
10 各チャンネルに割当てられているサブキャリアの隣り合うも
のどうしで差動変調を行った後に送信し、
受信側では、隣り合うものどうしで差動復調を行う
通信方法。
7. 請求項 6 記載の通信方法において、
15 送信側で、各チャンネルに割当てられているサブキャリアの
隣り合うものどうしで差動変調を行う代わりに、周波数軸上で
隣り合うサブキャリア間で差動変調を行い、
受信側で、各チャンネルに割当てられているサブキャリアの
隣り合うものどうしで差動復調を行う代わりに、周波数軸上で
20 隣り合うサブキャリア間で差動復調を行う
通信方法。
8. 複数のサブキャリアに送信シンボルを分散させたマルチキャ
リア信号を生成させると共に、
25 上記マルチキャリア信号の 1 チャンネル内の送信シンボル
の周波数軸上の配置を、基準となる周波数間隔に対して 2 の
N 乗おき (N は正の任意の数) とし、
生成されたマルチキャリア信号を所定の帯域内に設定した複
数のチャンネルの内の所定のチャンネルとして送信する

送信機。

9. 請求項 8 記載の送信機において、

送信するデータのビットレートに応じて、上記Nの値を可変設定する

5 送信機。

10. 請求項 8 記載の送信機において、

複数のチャンネルの送信シンボルを個別に生成させた後、1シンボル毎に各チャンネルのシンボルを並べて多重シンボル列を生成し、

10 生成された多重シンボル列に一括してマルチキャリア信号生成処理を行い、

複数のチャンネルを一括して送信処理を行う
送信機。

11. 請求項 8 記載の送信機において、

15 送信シンボルを生成し、生成した送信シンボルを時間軸上の信号として取り出した後に、自局に割当てられたチャンネルに相当する周波数オフセット分を畳込む処理を行う
送信機。

12. 請求項 8 記載の送信機において、

20 送信される複数のチャンネルの内の 1 つのチャンネルをパイロットチャンネルとして既知信号を送信処理し、残りのチャンネルをトラフィックチャンネルとして送信処理する
送信機。

13. 請求項 8 記載の送信機において、

25 生成されたマルチキャリア信号を、チャンネル単位又は所定周波数帯域単位で周波数ホッピングさせる周波数ホッピング手段を備えた

送信機。

14. 複数のサブキャリアに送信シンボルが分散されたマルチキャリア信号を受信し、

1 チャンネル内で受信した送信シンボルを、基準となる周波数間隔に対して 2^N 乗おき (N は正の任意の数) の周波数間隔で受信処理する

5 受信機。

15. 請求項 1 4 記載の受信機において、

10 受信した信号より通信に用いられた帯域幅で送信されてきた全シンボル群の内、送信側が送信している通信チャンネルのシンボルのみを抽出し、

この抽出したシンボルをチャンネルデコーダに供給してデコードする

10 受信機。

16. 請求項 1 4 記載の受信機において、

15 受信信号の帯域幅により決定されるサンプルレートにより受信信号のサンプリングを行い、

20 サンプリングされたシンボルを互いに加算もしくは減算することにより、所望の受信チャンネルを選択して、後段に出力するシンボル数を減少させて、受信時の最大ビットレートにより決定される必要最小限のサンプルレートとし、

この必要最小限のサンプルレートのシンボル数の受信データを受信処理する

20 受信機。

17. 請求項 1 6 記載の受信機において、

25 複数の受信チャンネルを選択したとき、少なくとも 1 つの受信チャンネルのデータに正弦波のオフセット補正信号を乗算する補正手段を設けた

受信機。

18. 請求項 1 6 記載の受信機において、

上記受信データを受信処理する受信処理手段は、最大ビットレートにより決定される処理能力を備え、

上記最大ビットレートよりも低いビットレートでの通信を行う際には所望のビットのみを抽出する
受信機。

19. 請求項 1 4 記載の受信機において、

パイロットチャンネルの受信処理手段と、トラフィックチャンネルの受信処理手段とを備え、

上記パイロットチャンネルの受信処理手段で受信された既知信号のシンボルを用いて、上記トラフィックチャンネルの受信処理手段で、トラフィックチャンネルの受信シンボルの伝送路の等化処理を行う
受信機。

20. 請求項 1 4 記載の受信機において、

受信した信号を、チャンネル単位又は所定周波数帯域単位で周波数ホッピングさせる周波数ホッピング手段を備えた
受信機。

20

25

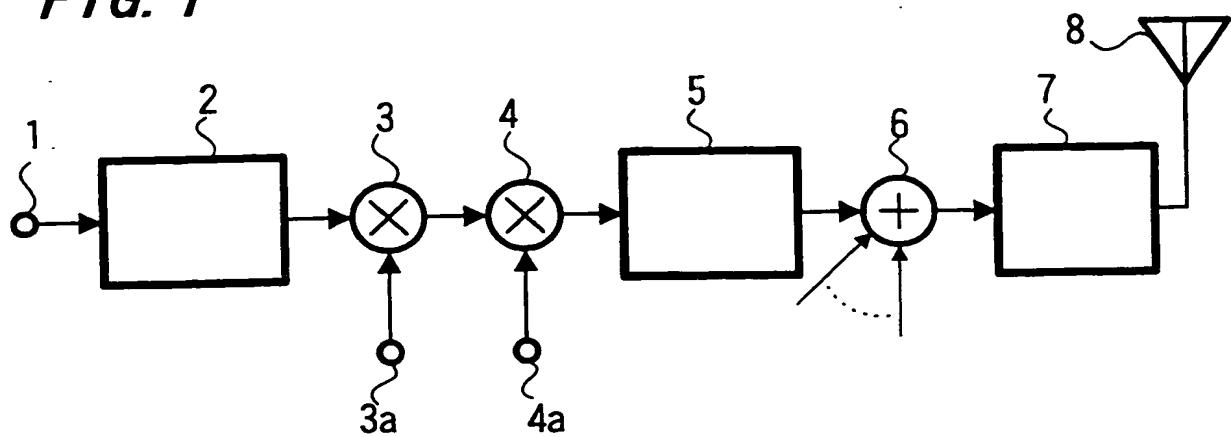
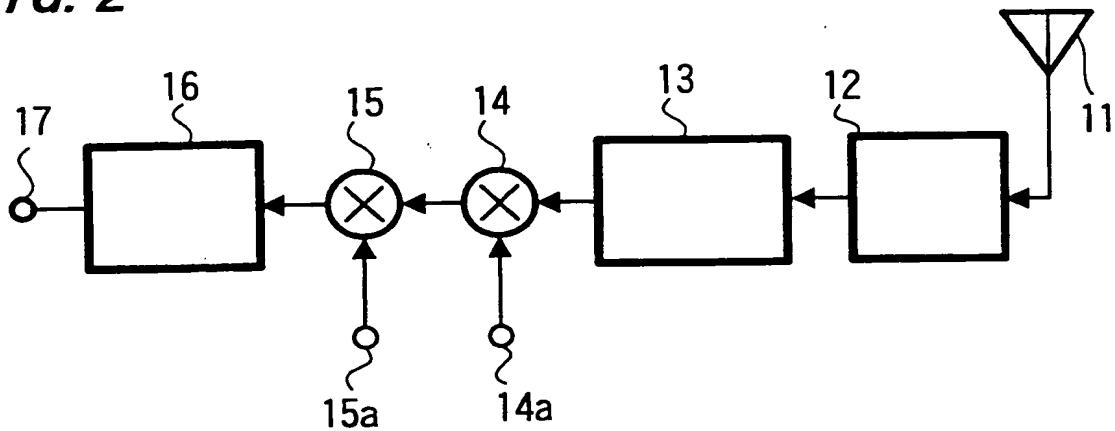
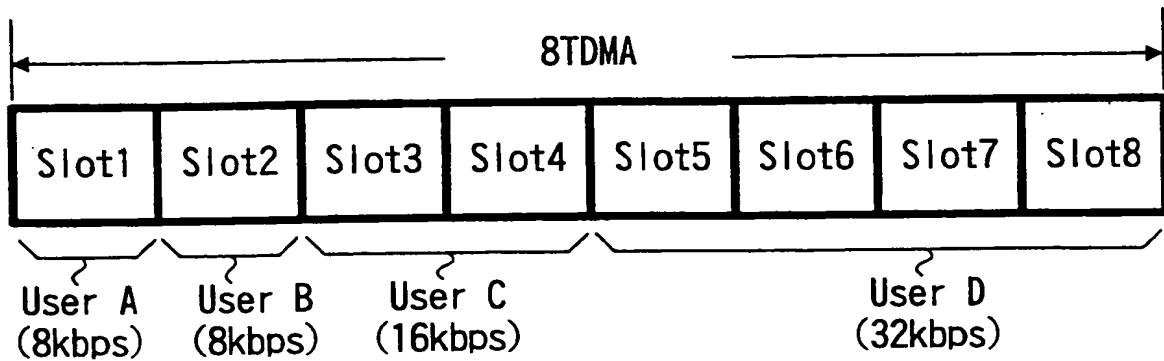
FIG. 1**FIG. 2****FIG. 3**

FIG. 4

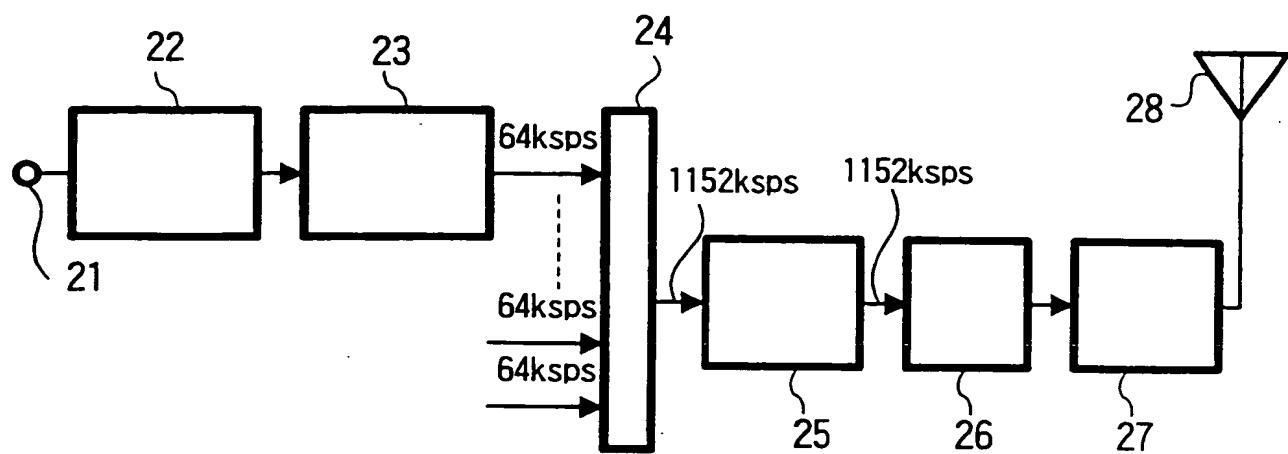
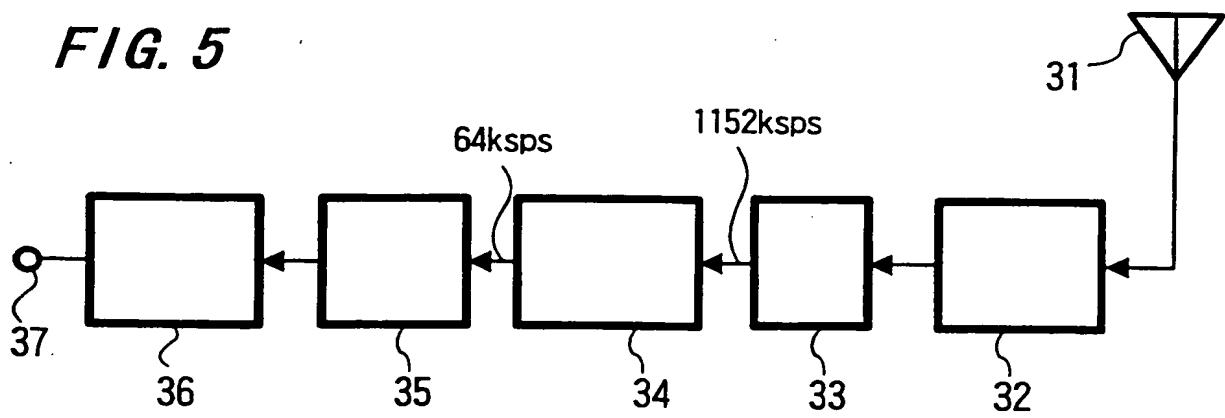


FIG. 5



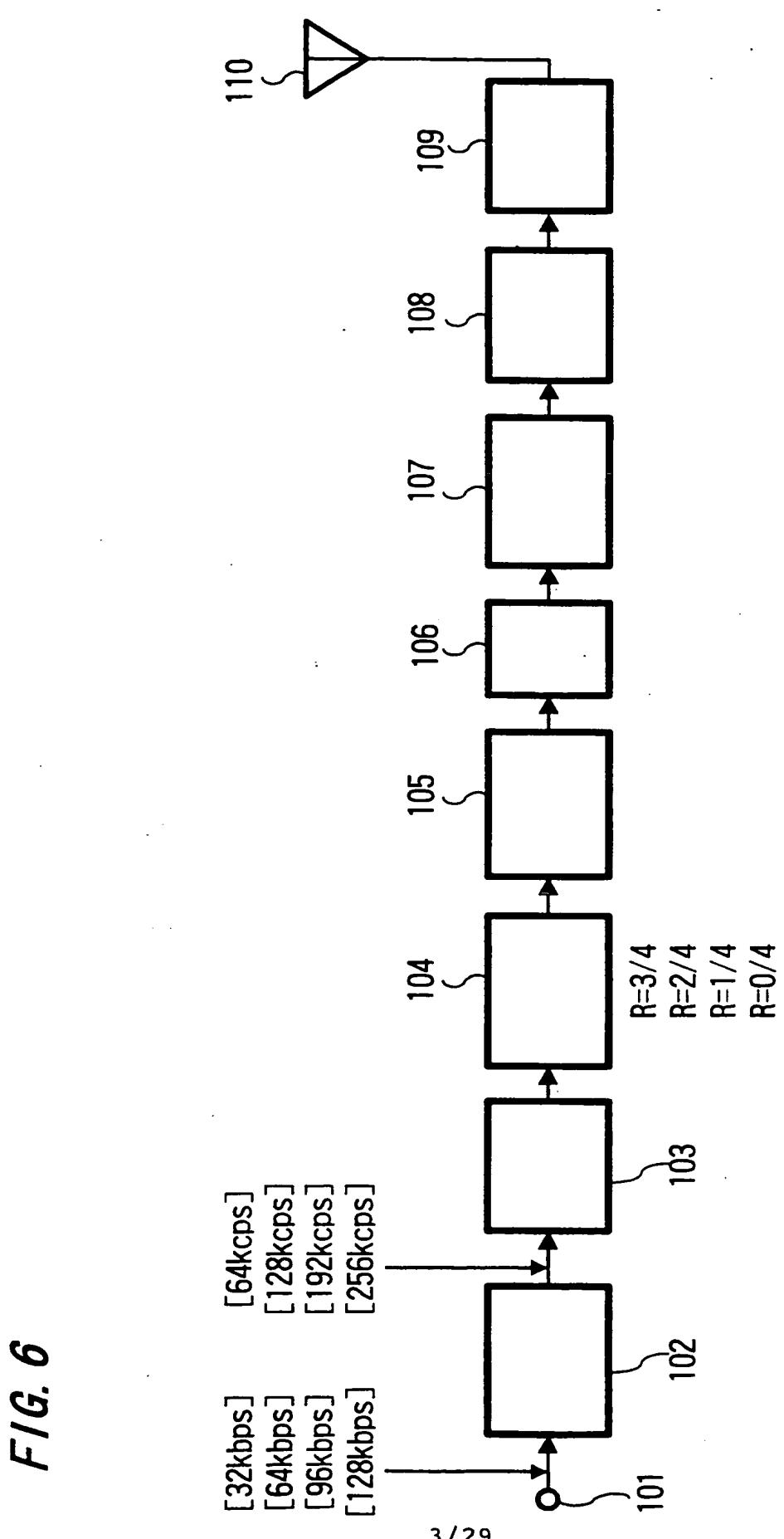


FIG. 7A

[32kbps]

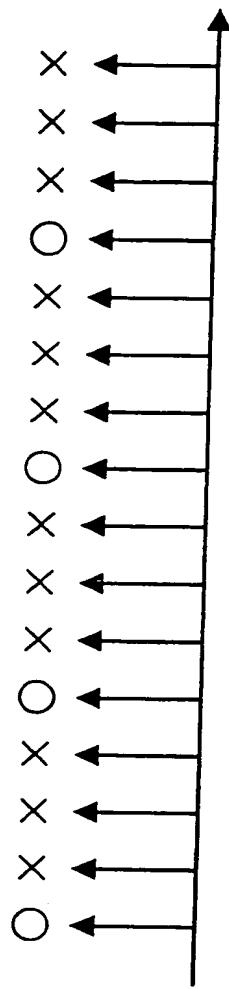


FIG. 7B

[64kbps]

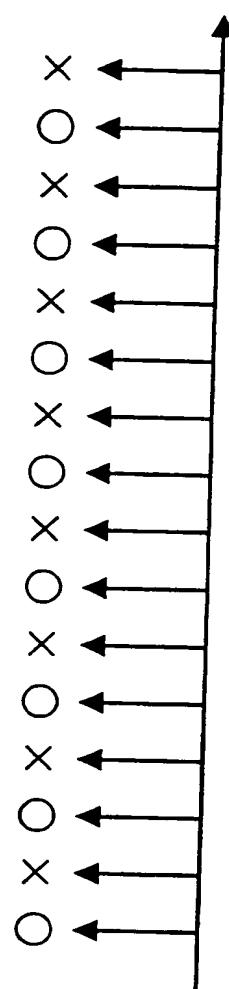


FIG. 7C

[96kbps]

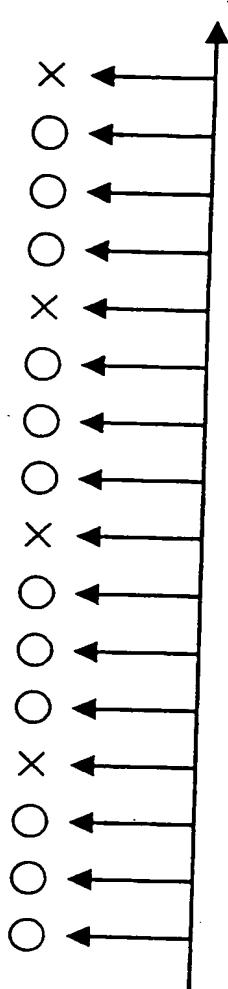
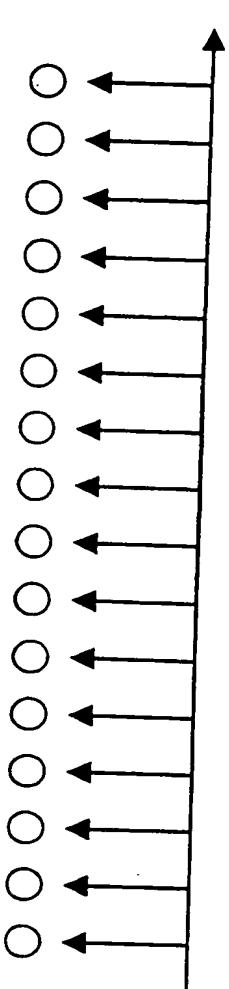


FIG. 7D

[128kbps]



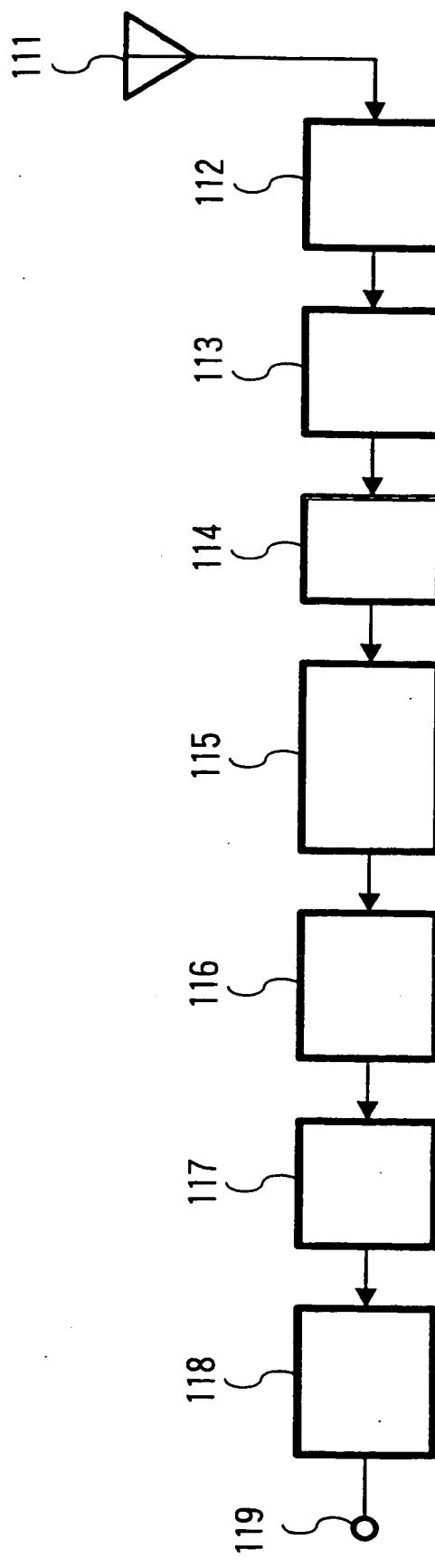


FIG. 8

FIG. 9

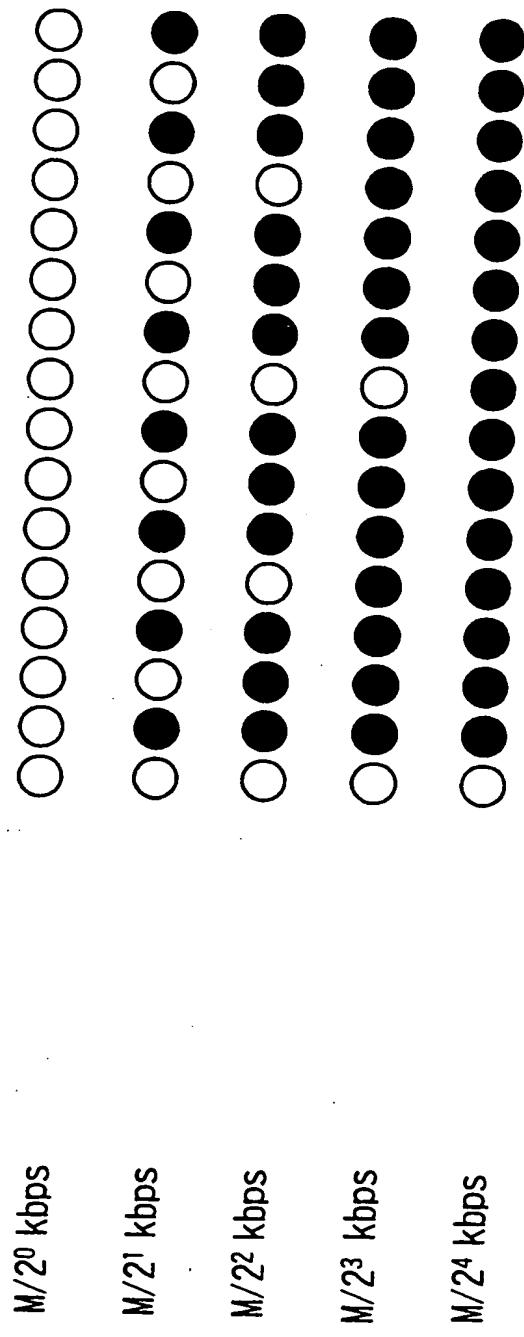


FIG. 10

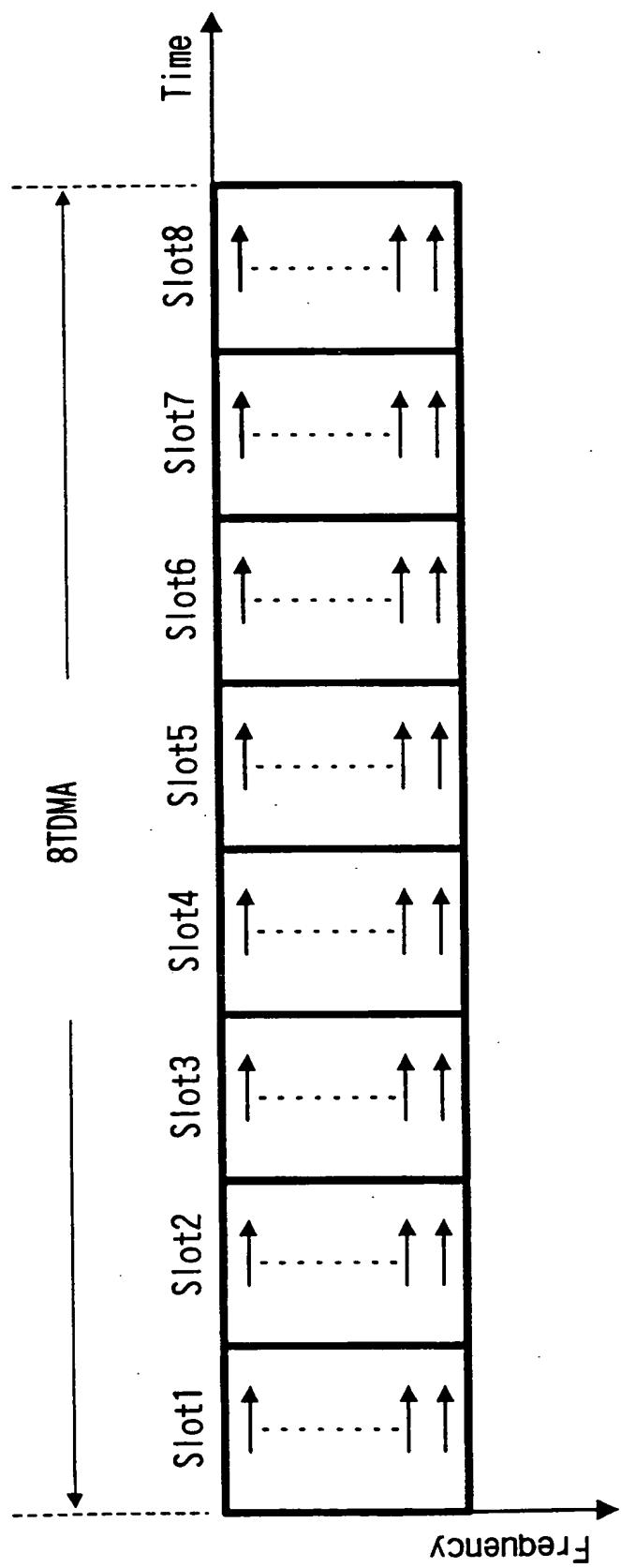


FIG. 11

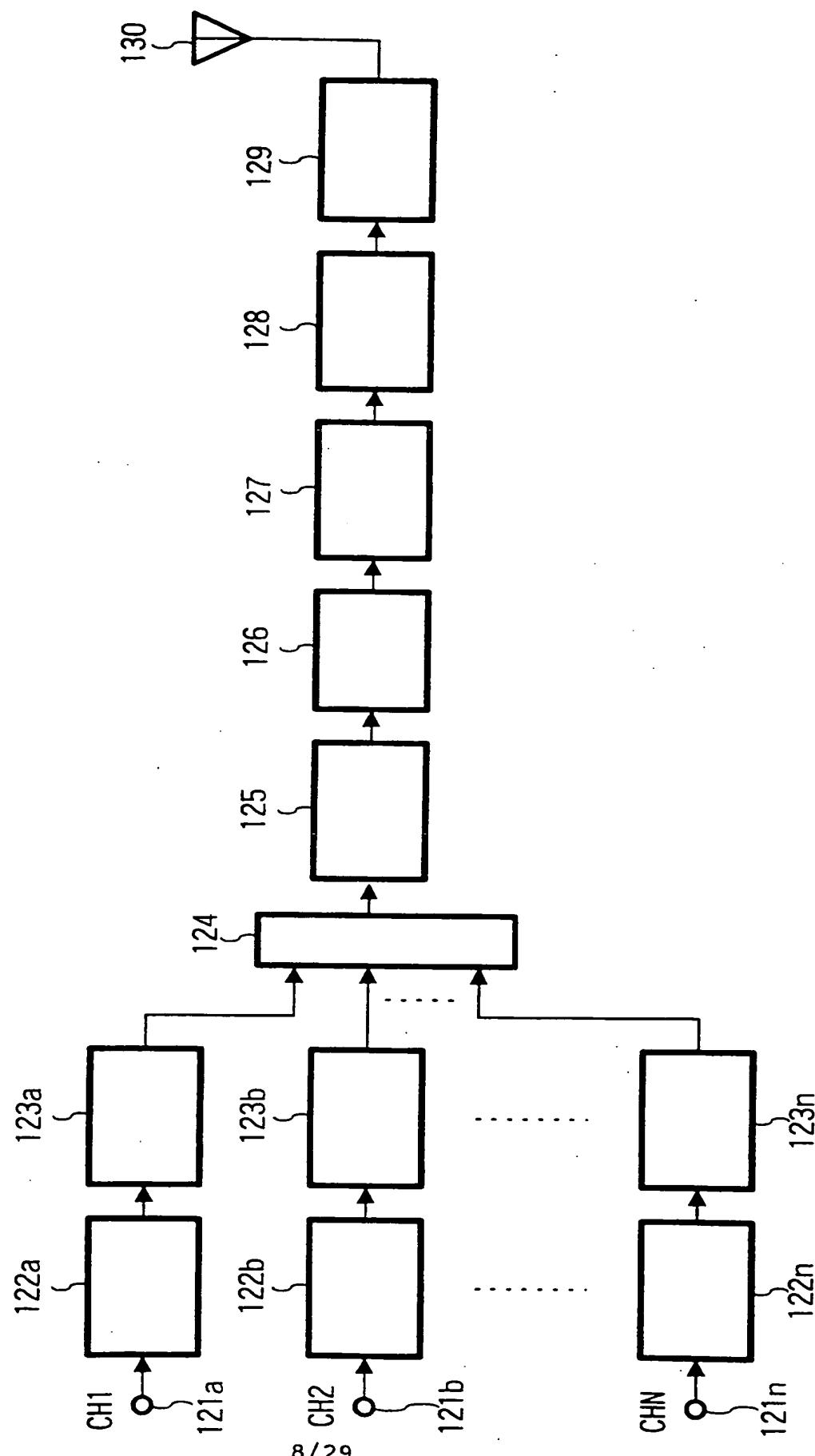


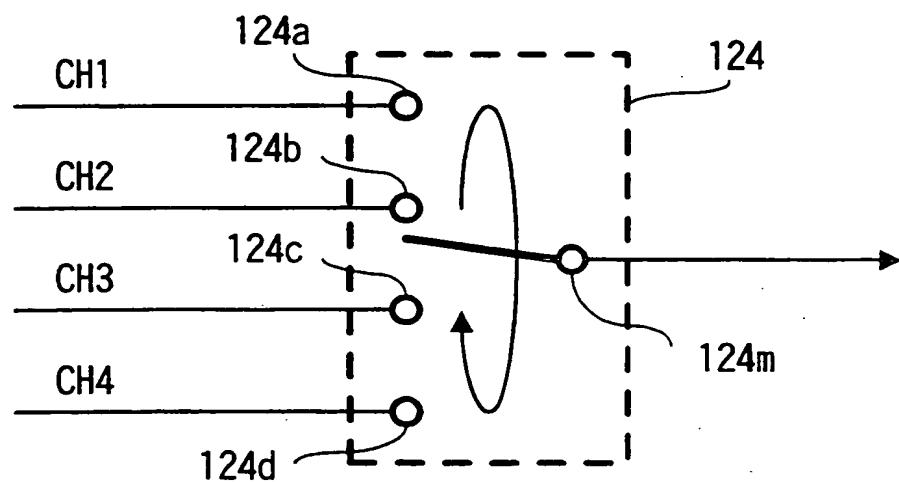
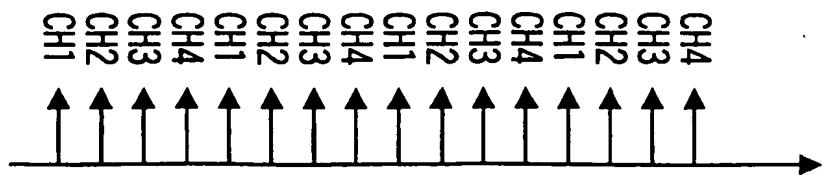
FIG. 12**FIG. 13A** CH1**FIG. 13B** CH2**FIG. 13C** CH3**FIG. 13D** CH4**FIG. 13E**

FIG. 14

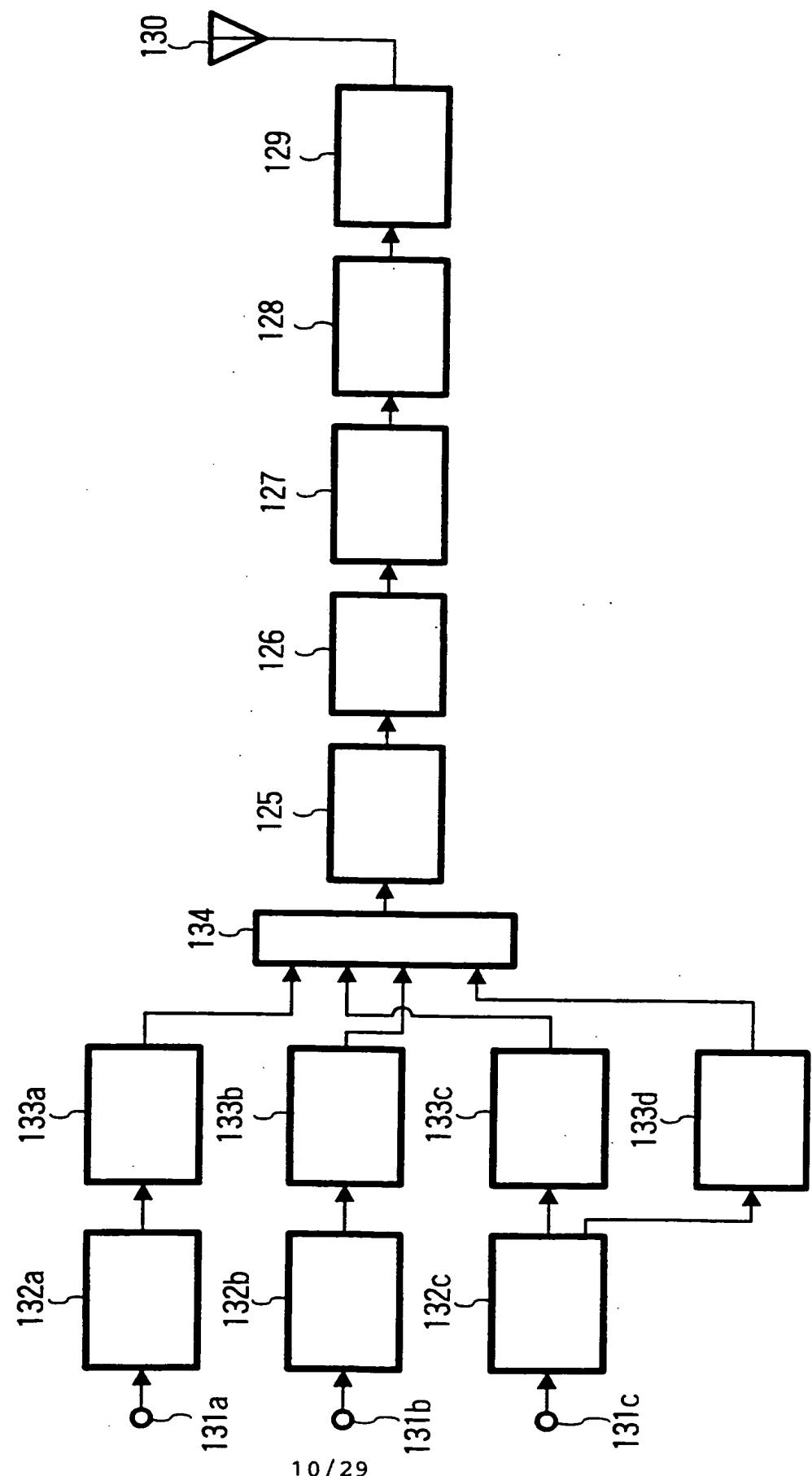


FIG. 15

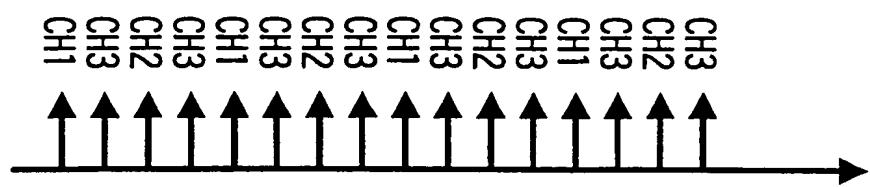


FIG. 16

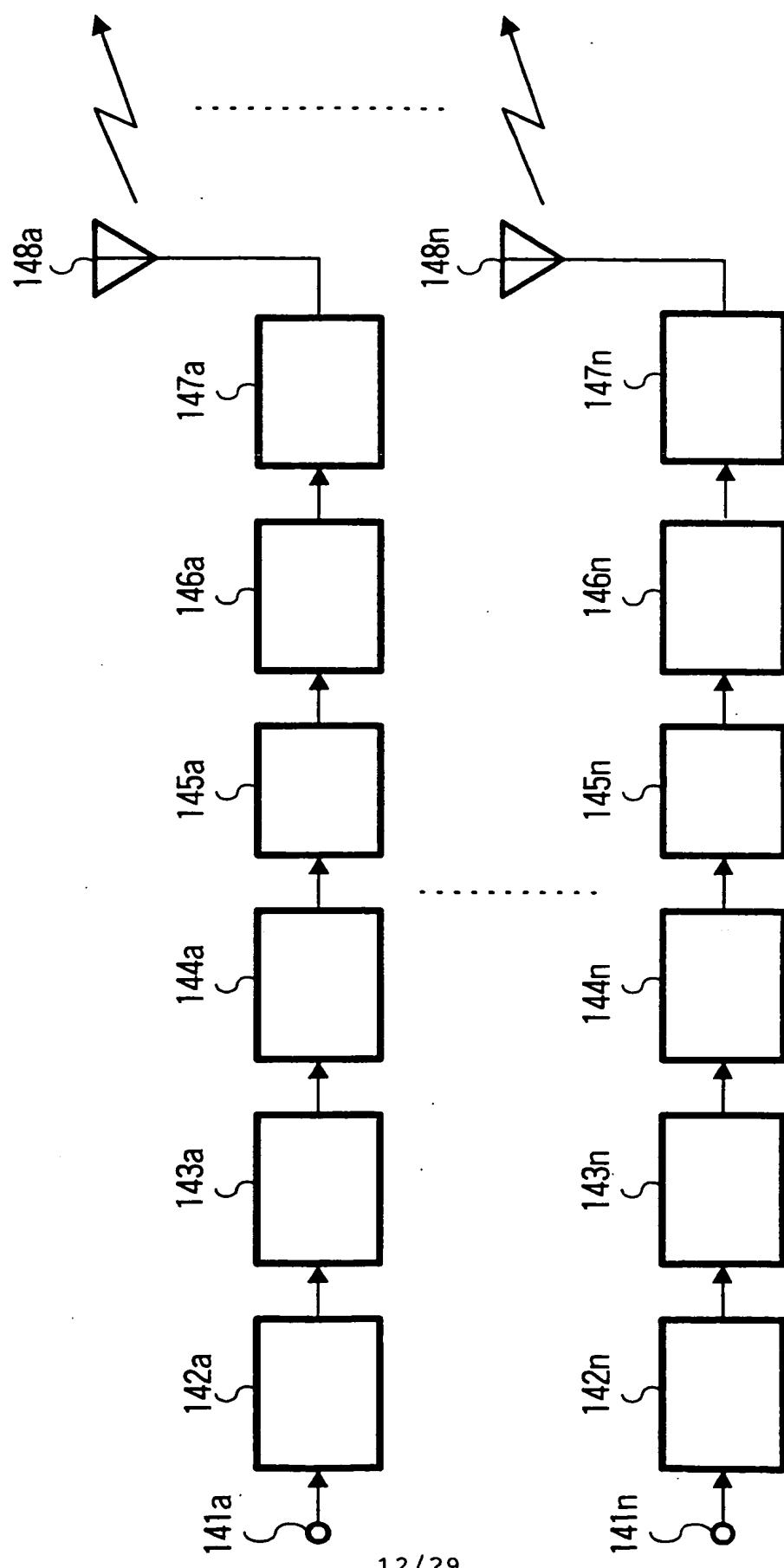


FIG. 17

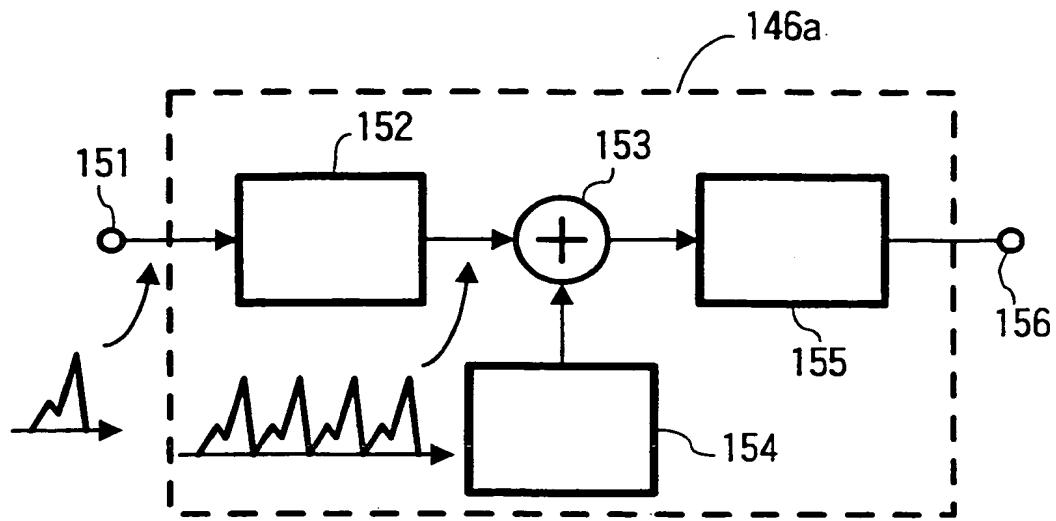


FIG. 18A

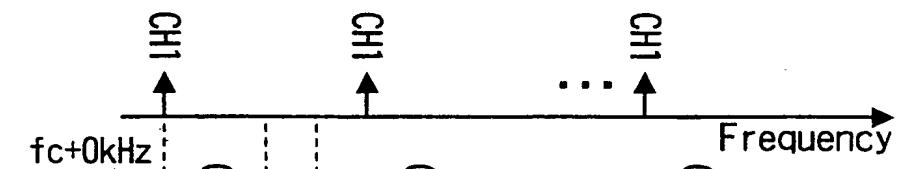


FIG. 18B

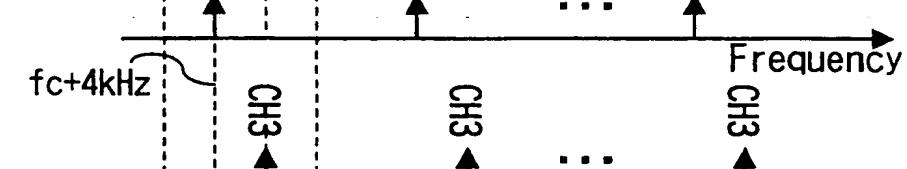


FIG. 18C

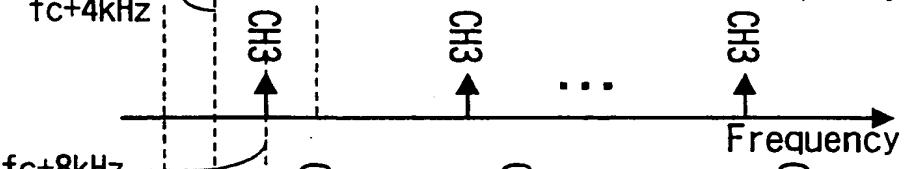


FIG. 18D

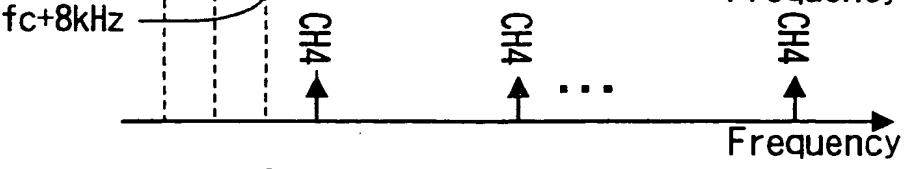
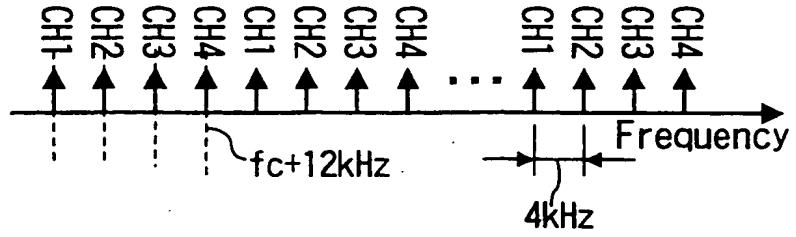


FIG. 18E



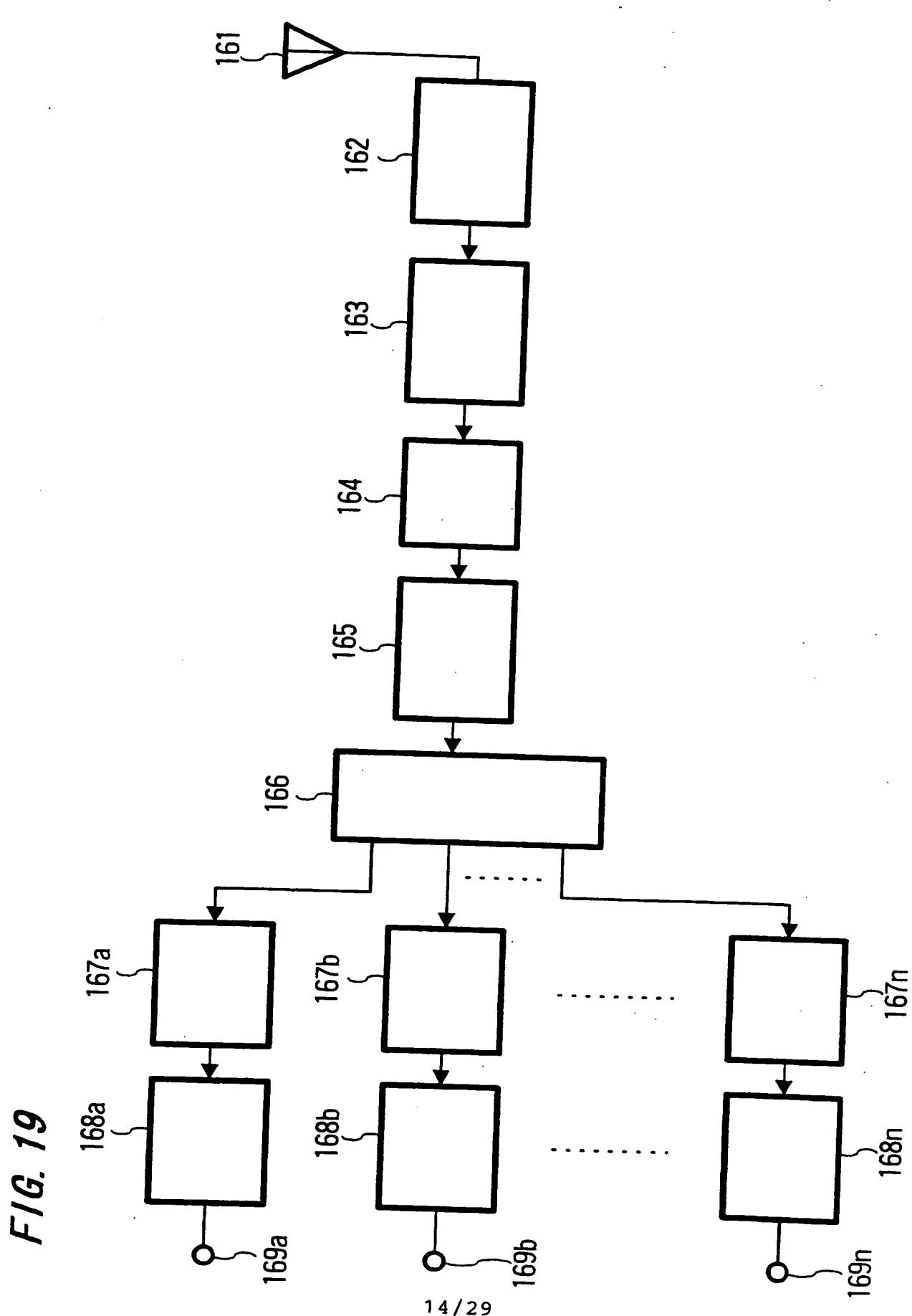


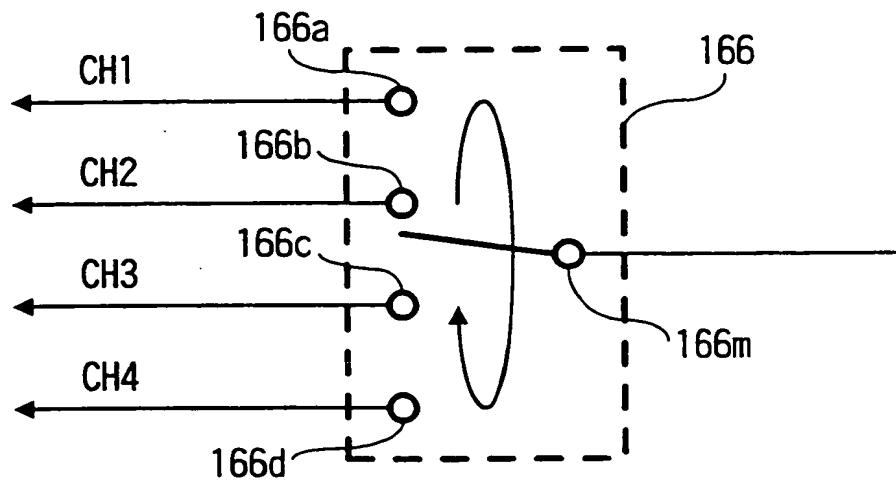
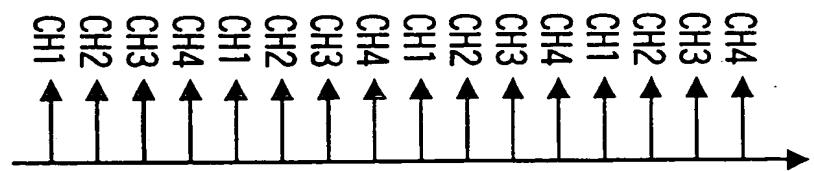
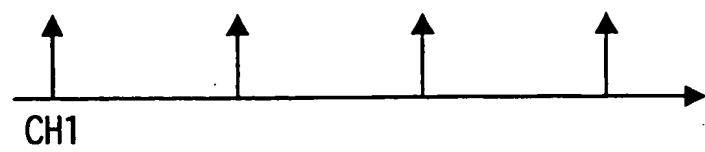
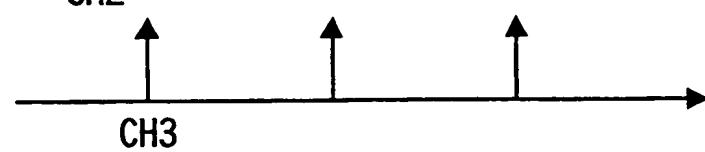
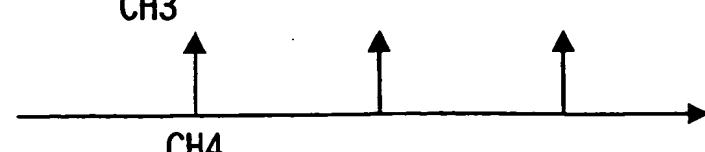
FIG. 20**FIG. 21A****FIG. 21B****FIG. 21C****FIG. 18D****FIG. 18E**

FIG. 22

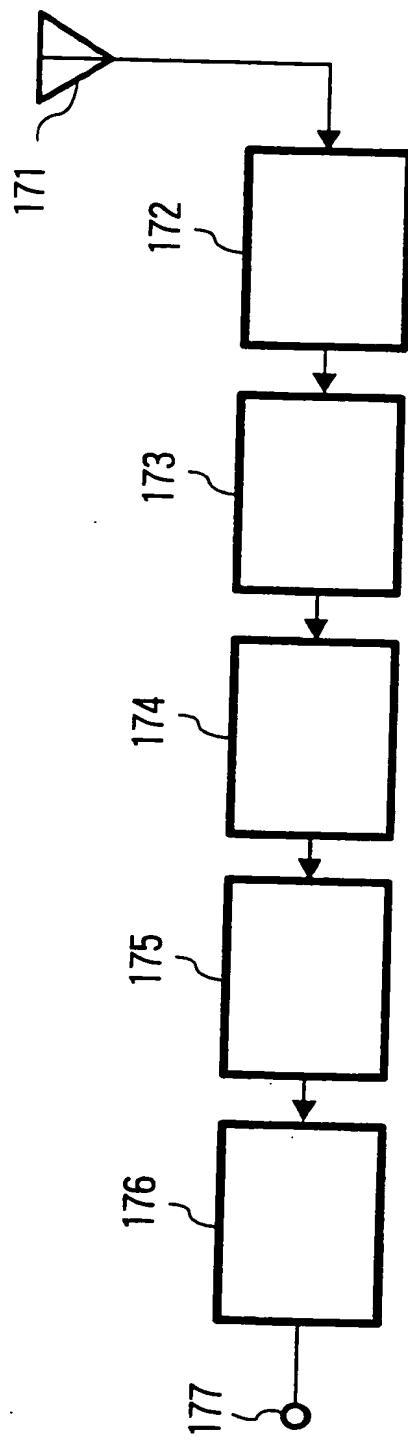


FIG. 23

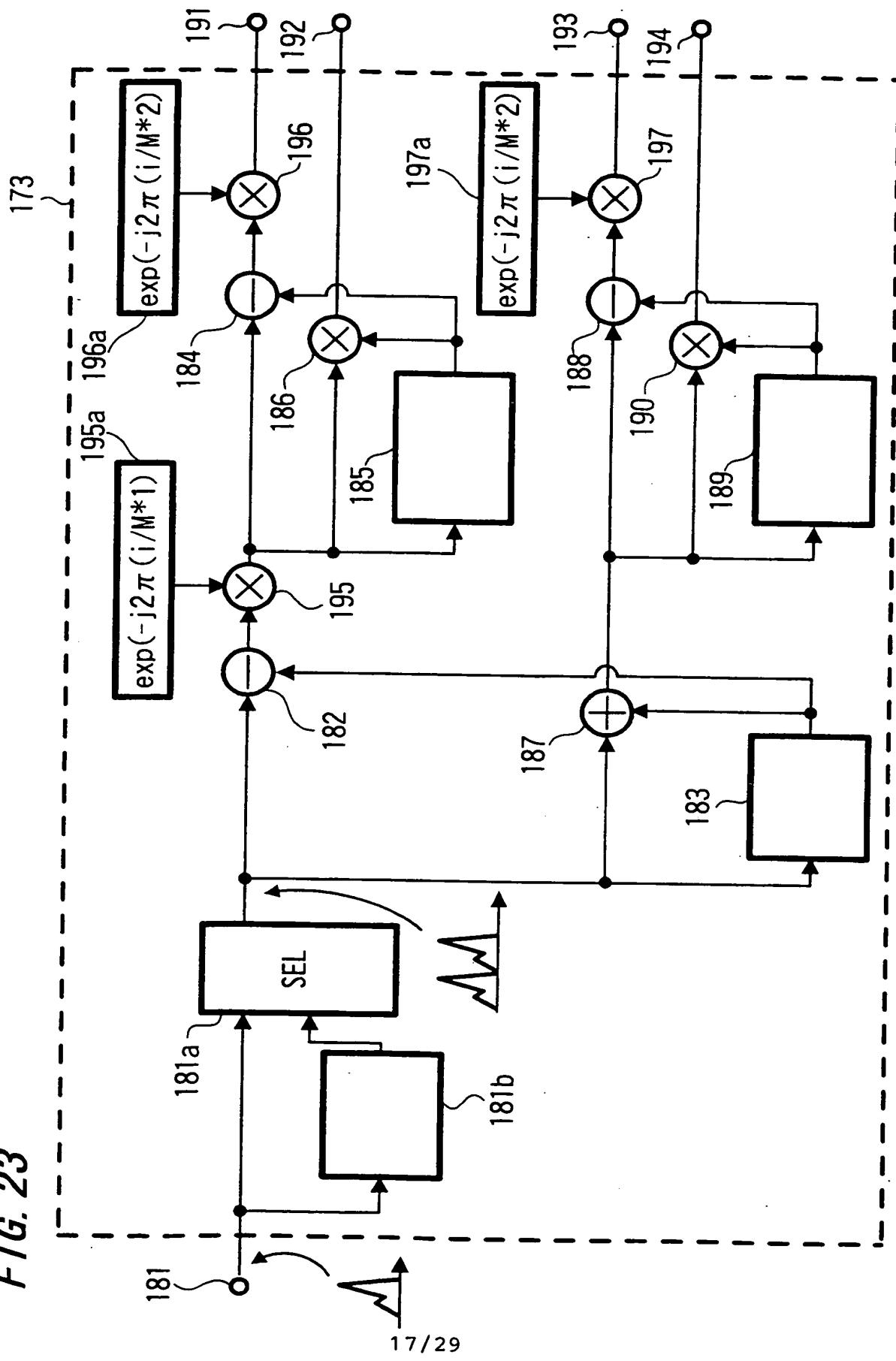


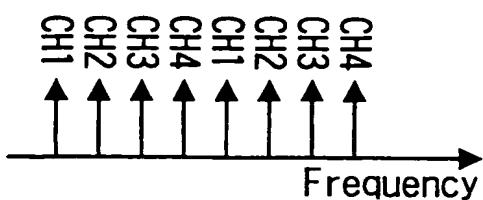
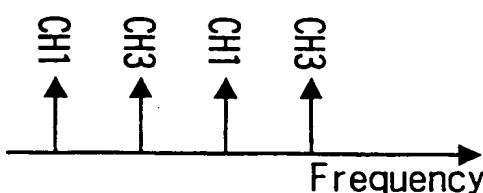
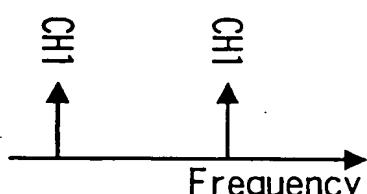
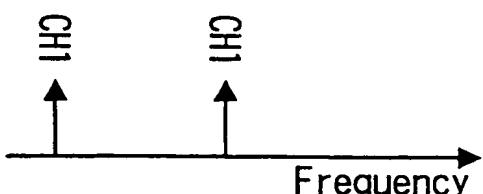
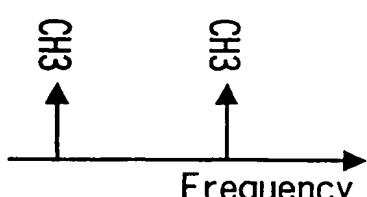
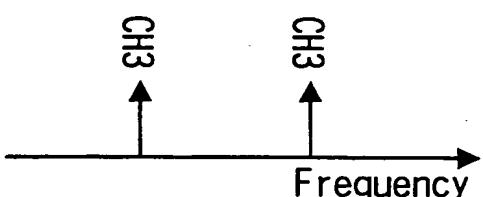
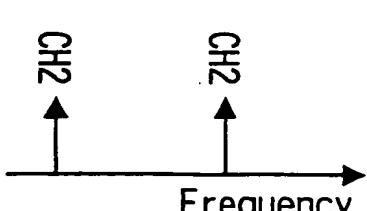
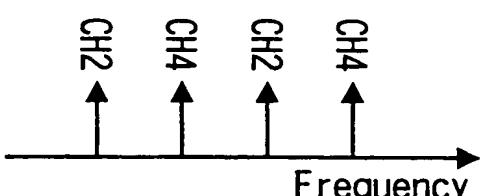
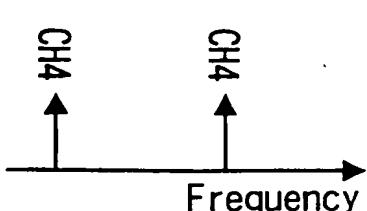
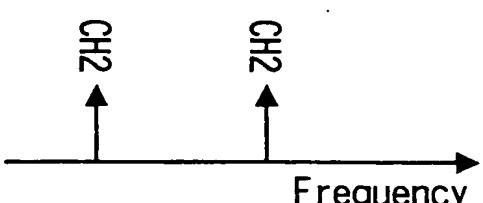
FIG. 24A**FIG. 24B****FIG. 24C****FIG. 24D****FIG. 24E****FIG. 24F****FIG. 24G**

FIG. 25

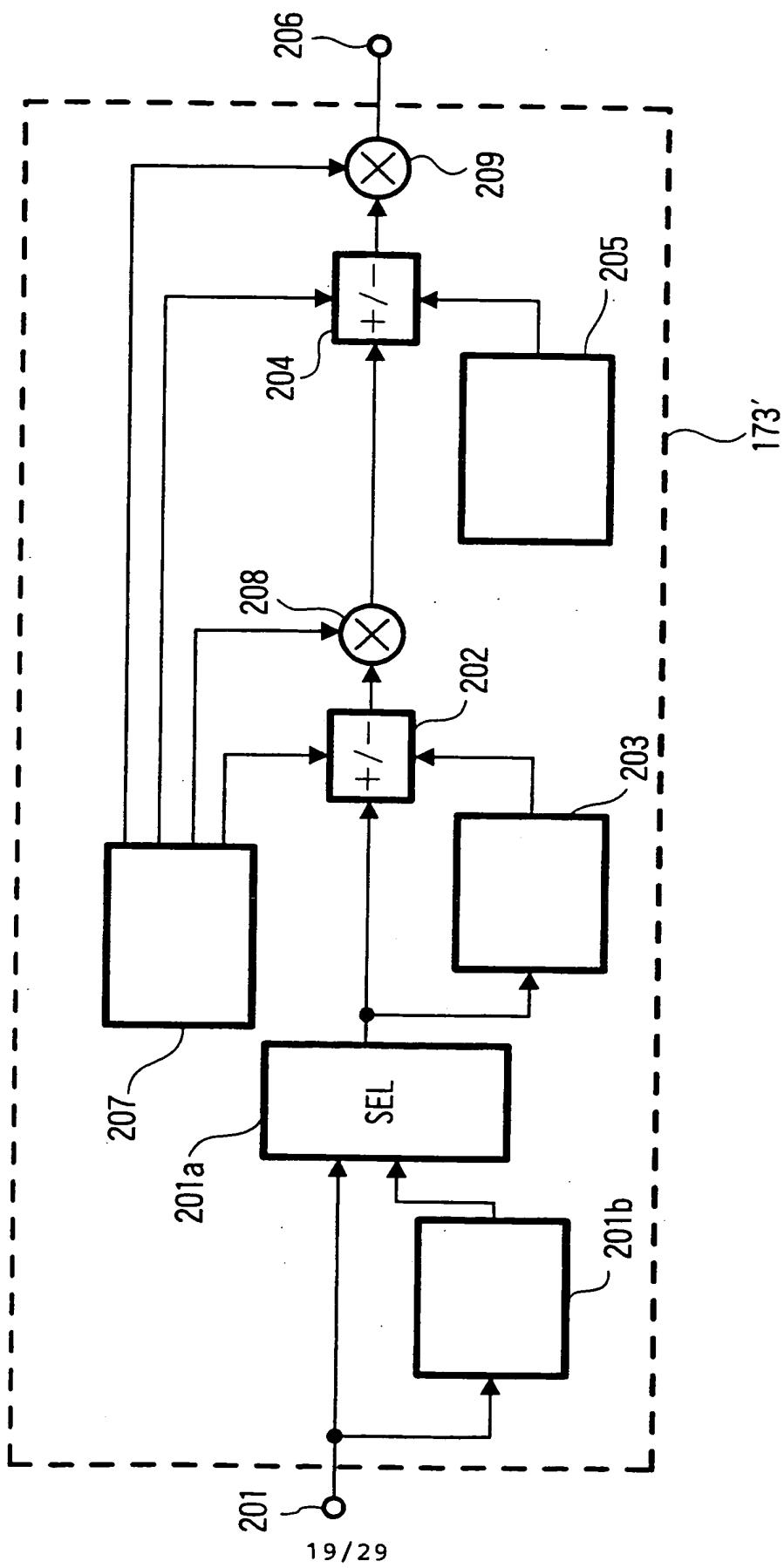


FIG. 26

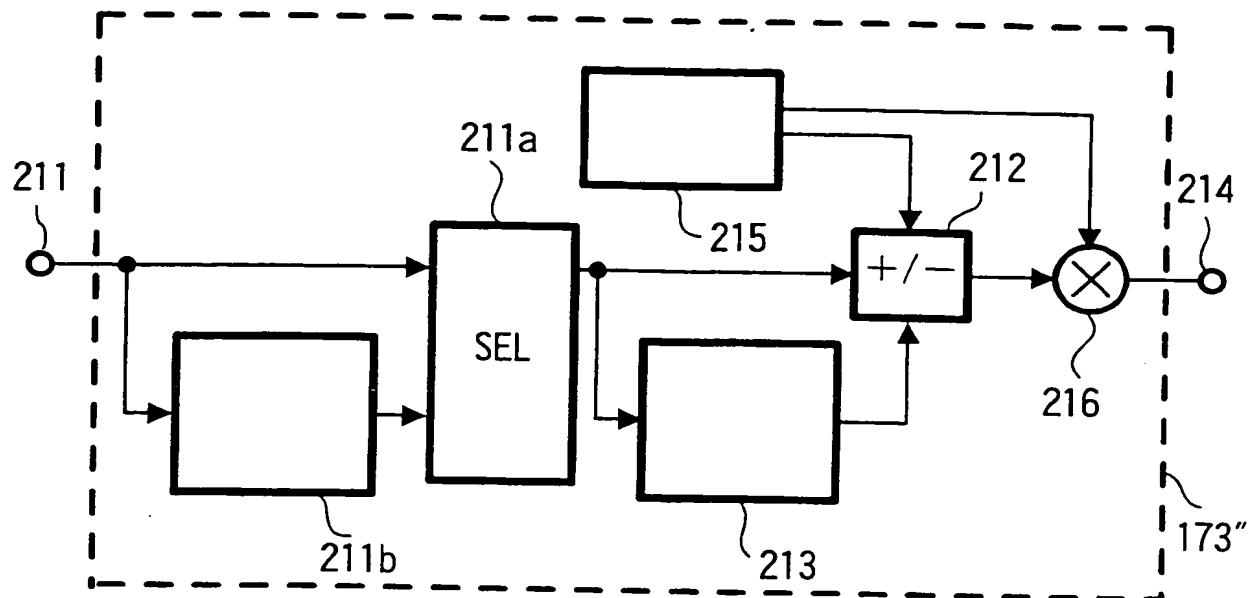


FIG. 27

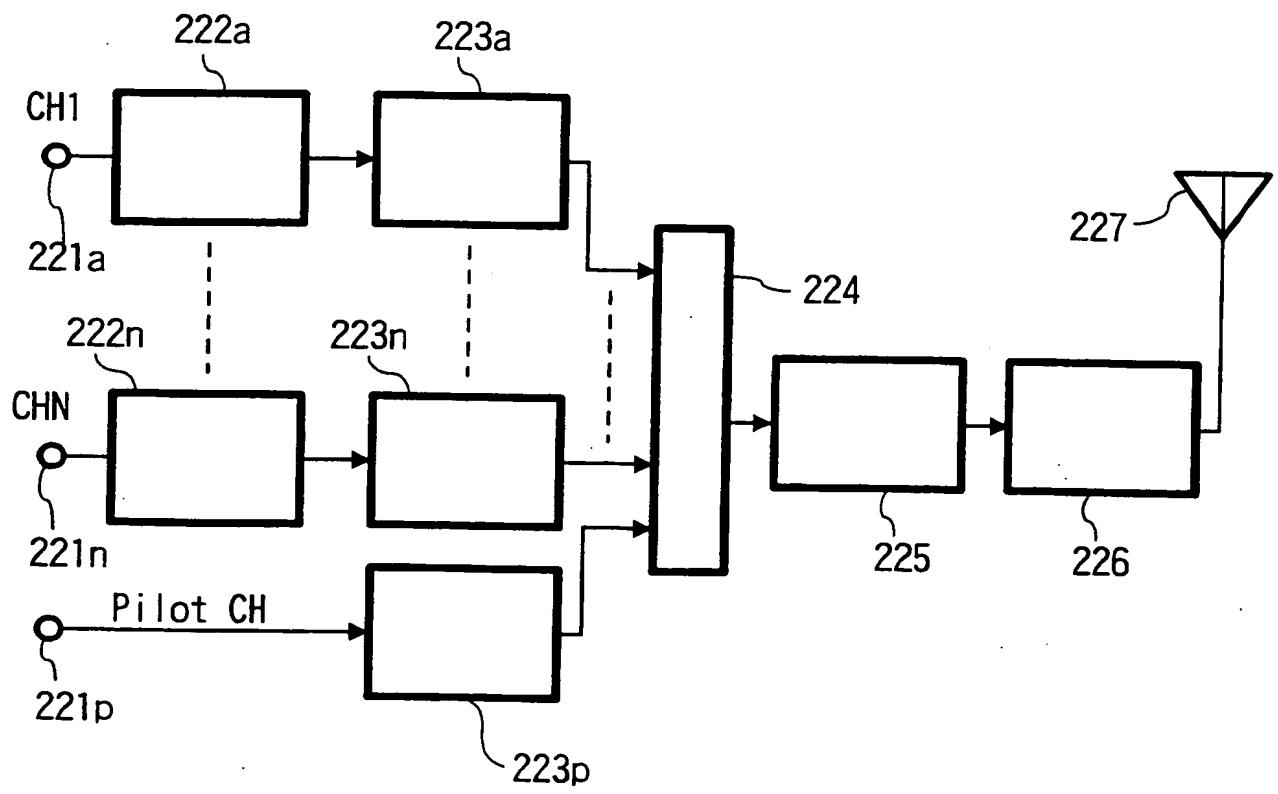


FIG. 28

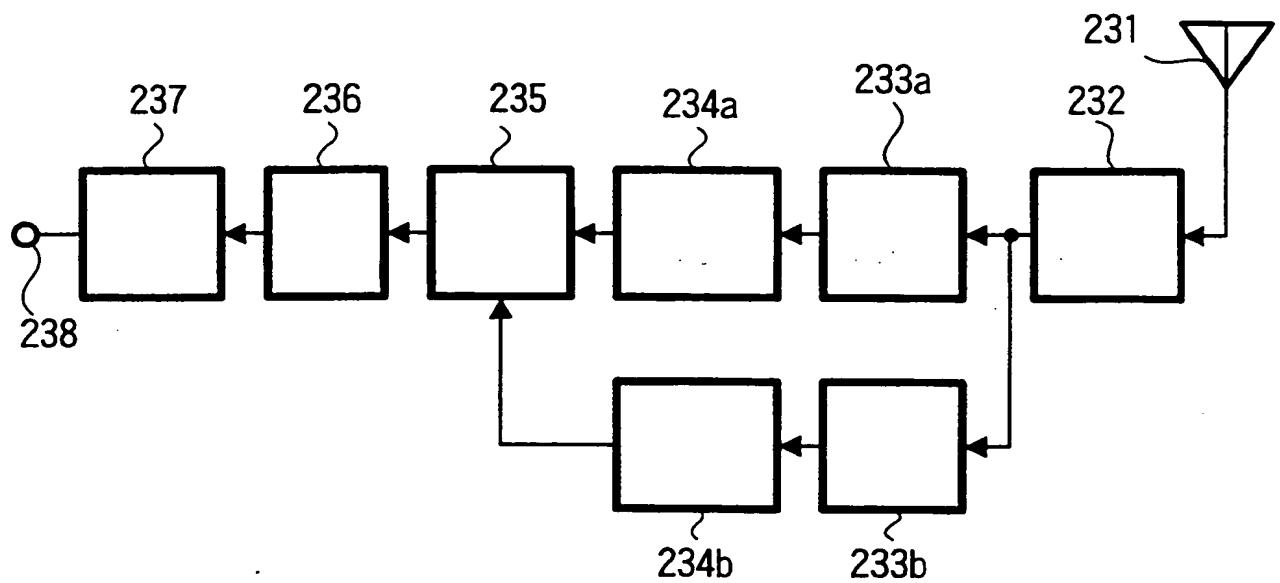


FIG. 29

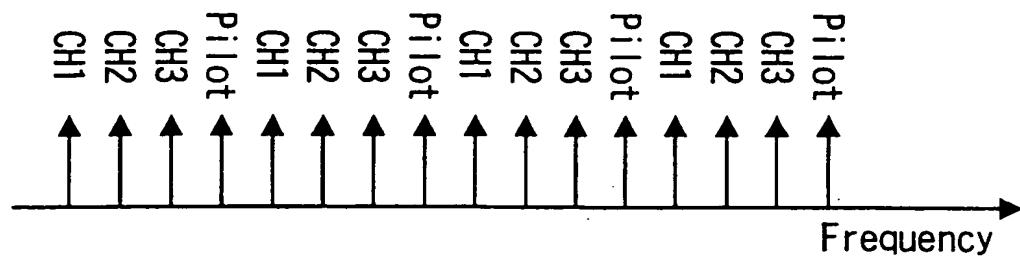


FIG. 30

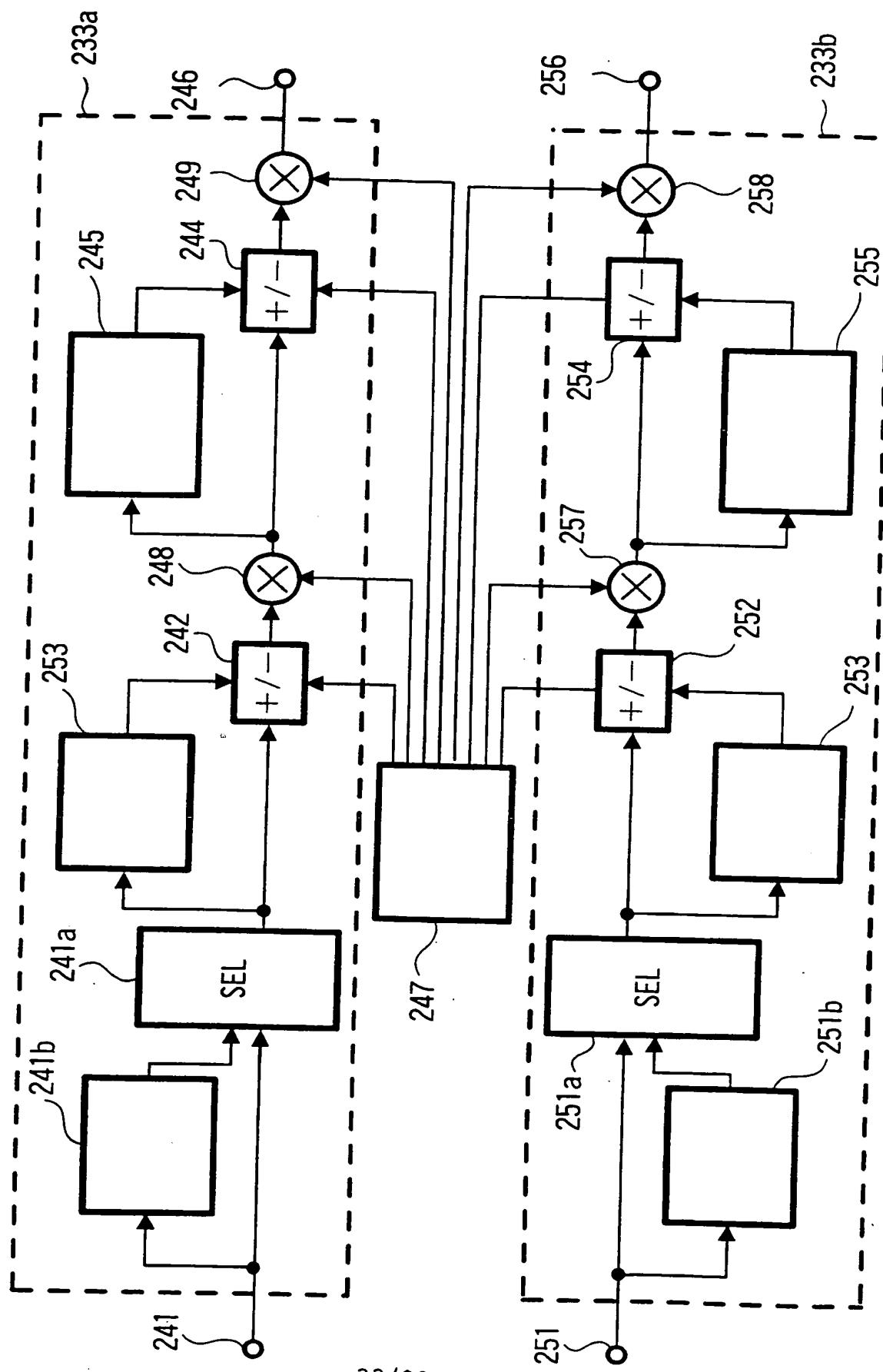


FIG. 31

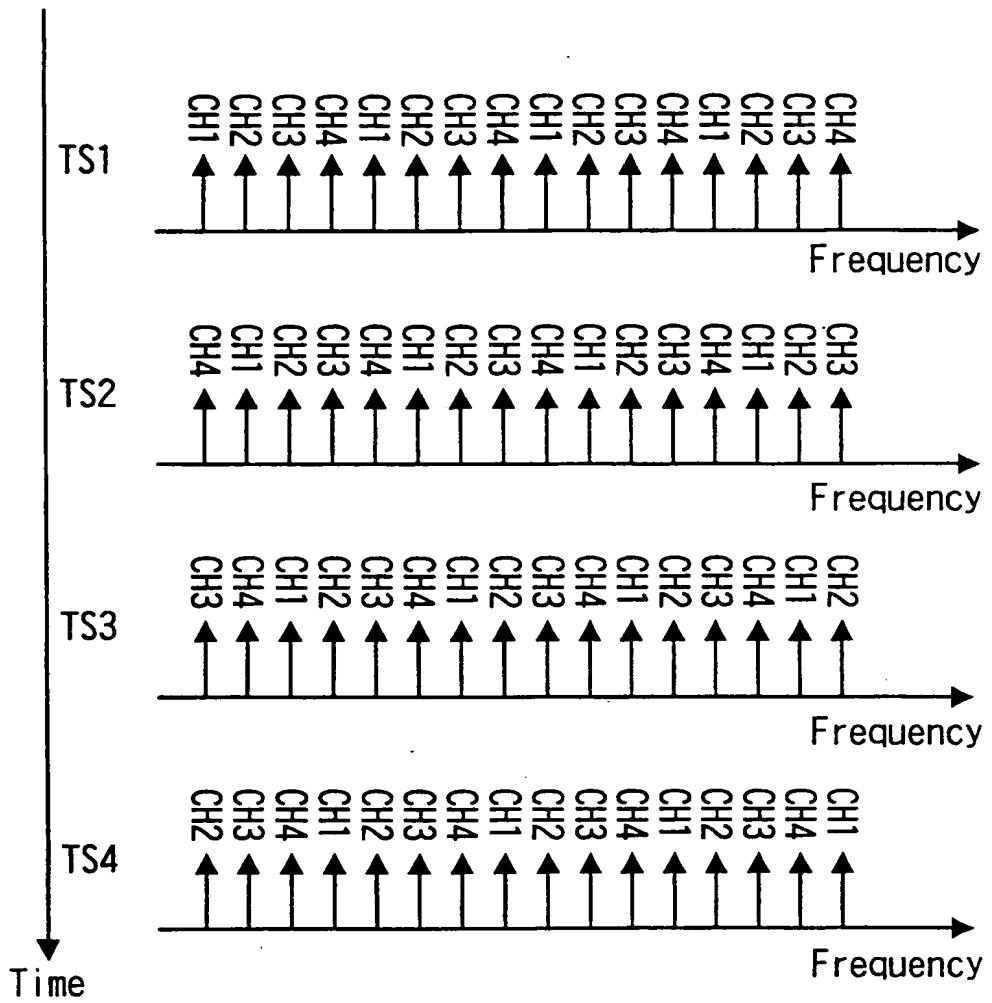
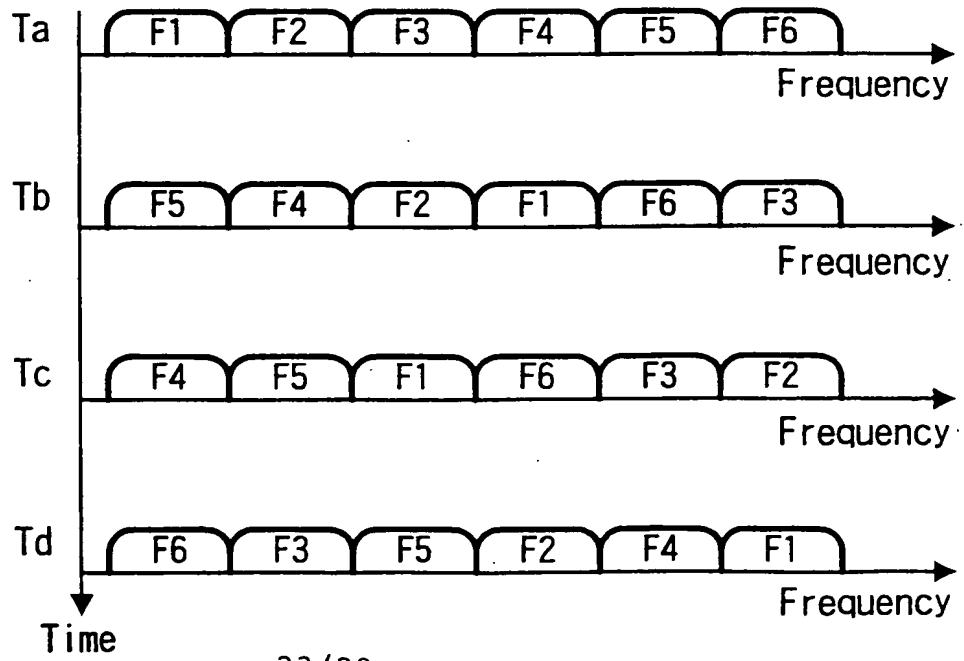


FIG. 32



引 用 符 号 の 説 明

- 1 入力端子
- 2 コーディング部
- 3, 4 乗算器
- 3 a, 4 a 端子
- 5 シンボルマッピング部
- 6 加算器
- 7 送信処理部
- 8, 11 アンテナ
- 12 受信処理部
- 13 ビット抽出部
- 14, 15 乗算器
- 14 a, 15 a 端子
- 16 デコード部
- 17 出力端子
- 21 入力端子
- 22 コーディング部
- 23 シンボルマッピング部
- 24 混合回路
- 25 周波数変換部
- 26 逆フーリエ変換回路
- 27 送信処理部
- 28, 31 アンテナ
- 32 受信処理部
- 33 フーリエ変換回路
- 34 シンボル選択部
- 35 ビット抽出部
- 36 デコード部

3 7 出力端子
1 0 1 入力端子
1 0 2 コーディング部
1 0 3 シンボルマッピング部
1 0 4 ヌルシンボル挿入部
1 0 5 ランダム位相シフト部
1 0 6 逆フーリエ変換処理部
1 0 7 ガードタイム付加部
1 0 8 窓掛け処理部
1 0 9 送信処理部
1 1 0 , 1 1 1 アンテナ
1 1 2 受信処理部
1 1 3 窓掛け処理部
1 1 4 フーリエ変換処理部
1 1 5 デスクランブル部
1 1 6 シンボル選択部
1 1 7 ビット抽出部
1 1 8 デコード部
1 1 9 出力端子
1 2 1 a ~ 1 2 1 n 入力端子
1 2 2 a ~ 1 2 2 n コーディング部
1 2 3 a ~ 1 2 3 n シンボルマッピング処理部
1 2 4 混合回路
1 2 5 ランダム位相シフト部
1 2 6 逆フーリエ変換処理部
1 2 7 ガードタイム付加部
1 2 8 窓掛け処理部
1 2 9 送信処理部

1 3 0 アンテナ
1 3 1 a ~ 1 3 1 c 入力端子
1 3 2 a ~ 1 3 2 c コーディング部
1 3 3 a ~ 1 3 3 d シンボルマッピング処理部
1 3 4 混合回路
1 4 1 a ~ 1 4 1 n 入力端子
1 4 2 a ~ 1 4 2 n コーディング部
1 4 3 a ~ 1 4 3 n シンボルマッピング部
1 4 4 a ~ 1 4 4 n ランダム位相シフト部
1 4 5 a ~ 1 4 5 n 逆フーリエ変換処理部
1 4 6 a ~ 1 4 6 n 内部チャネル選択部
1 4 7 a ~ 1 4 7 n 送信処理部
1 4 8 a ~ 1 4 8 n アンテナ
1 5 1 入力端子
1 5 2 シンボル繰り返し部
1 5 3 乗算器
1 5 4 オフセット周波数発生器
1 5 5 窓掛け処理部
1 5 6 出力端子
1 6 1 アンテナ
1 6 2 受信処理部
1 6 3 窓掛け処理部
1 6 4 フーリエ変換処理部
1 6 5 ランダム位相シフト部
1 6 6 分離回路
1 6 6 a ~ 1 6 6 d 端子
1 6 6 m 接点
1 6 7 a ~ 1 6 7 n ビット抽出部

1 6 8 a ~ 1 6 8 n デコード部
1 6 9 a ~ 1 6 9 n 出力端子
1 7 1 アンテナ
1 7 2 受信処理部
1 7 3 , 1 7 3 ' , 1 7 3 " チャンネル選択部
1 7 4 マルチキャリア処理部
1 7 5 ビット抽出部
1 7 6 デコード部
1 7 7 出力端子
1 8 1 入力端子
1 8 1 a セレクタ
1 8 1 b 遅延回路
1 8 2 減算器
1 8 3 遅延回路
1 8 4 減算器
1 8 5 遅延回路
1 8 6 , 1 8 7 加算器
1 8 8 減算器
1 8 9 遅延回路
1 9 0 加算器
1 9 1 ~ 1 9 4 出力端子
1 9 5 , 1 9 6 , 1 9 7 乗算器
1 9 5 a , 1 9 6 a , 1 9 7 a 補正信号発生器
2 0 1 入力端子
2 0 1 a セレクタ
2 0 1 b 遅延回路
2 0 2 演算部
2 0 3 遅延回路

2 0 4 演算部
2 0 5 遅延回路
2 0 6 出力端子
2 0 7 制御部
2 0 8, 2 0 9 乗算器
2 1 1 入力端子
2 1 1 a セレクタ
2 1 1 b 遅延回路
2 1 2 演算部
2 1 3 遅延回路
2 1 4 出力端子
2 1 5 制御部
2 1 6 乗算器
2 2 1 a ~ 2 2 1 n, 2 2 1 p 入力端子
2 2 3 a ~ 2 2 3 n コーディング部
2 2 3 a ~ 2 2 3 n, 2 2 3 p シンボルマッピング
処理部
2 2 4 混合回路
2 2 5 マルチキャリア処理部
2 2 6 送信処理部
2 2 7, 2 3 1 アンテナ
2 3 2 受信処理部
2 3 3 a, 2 3 3 b チャンネル選択部
2 3 4 a, 2 3 4 b マルチキャリア処理部
2 3 5 チャンネルライザ
2 3 6 ビット抽出部
2 3 7 デコード部
2 3 8 出力端子

2 4 1 入力端子
2 4 1 a セレクタ
2 4 1 b 遅延回路
2 4 2 演算部
2 4 3 遅延回路
2 4 4 演算部
2 4 5 遅延回路
2 4 6 出力端子
2 4 7 制御部
2 4 8, 2 4 9 乗算器
2 5 1 入力端子
2 5 1 a セレクタ
2 5 1 b 遅延回路
2 5 2 演算部
2 5 3 遅延回路
2 5 4 演算部
2 5 5 遅延回路
2 5 6 出力端子
2 5 7, 2 5 8 乗算器

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP99/03734

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
Int.Cl⁶ H04J1/00, H04J11/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
Int.Cl⁶ H04J1/00, H04J11/00

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched
Jitsuyo Shinan Koho (Y1, Y2) 1926-1999 Toroku Jitsuyo Shinan Koho (U) 1994-1999
Kokai Jitsuyo Shinan Koho (U) 1971-1999 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-1999

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
PA	JP, 11-55214, A (Sony Corp.), 26 February, 1999 (26. 02. 99), Figs. 1, 16, 3, 4 (Family: none)	1-20
A	JP, 8-88617, A (Toshiba A.V.E. K.K.), 2 April, 1996 (02. 04. 96), Fig. 4 (Family: none)	1-20
A	JP, 10-22973, A (Advanced Digital Television Broadcasting Laboratory), 23 January, 1998 (23. 01. 98), Fig. 2 (Family: none)	1-20
PA	JP, 11-113049, A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 23 April, 1999 (23. 04. 99), Fig. 2 (Family: none)	1-5, 8-20
PA	JP, 11-136180, A (Sony Corp.), 21 May, 1999 (21. 05. 99), Fig. 3 & EP, A2, 913972	1-20

Further documents are listed in the continuation of Box C.

See patent family annex.

•	Special categories of cited documents:	
"A"	document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"E"	earlier document but published on or after the international filing date	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"L"	document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"O"	document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	"&" document member of the same patent family
"P"	document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search
28 September, 1999 (28. 09. 99)

Date of mailing of the international search report
12 October, 1999 (12. 10. 99)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl' H04J1/00
Int. Cl' H04J11/00

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl' H04J1/00
Int. Cl' H04J11/00

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 (Y1、Y2)	1926-1999
日本国公開実用新案公報 (U)	1971-1999
日本国登録実用新案公報 (U)	1994-1999
日本国実用新案登録公報	1996-1999

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
P A	JP, 11-55214, A, (ソニー株式会社), 26. 2月. 1999 (26. 02. 99), 第1, 16, 3, 4図 (ファミリーなし)	1-20
A	JP, 8-88617, A, (東芝エー・ブイ・イー株式会社), 2. 4月. 1996 (02. 04. 96), 第4図 (ファミリーなし)	1-20
A	JP, 10-22973, A, (株式会社次世代デジタルテレビジョン放送システム研究所), 23. 1月. 1998 (23. 01. 98), 第2図 (ファミリーなし)	1-20

C欄の続きにも文献が列挙されている。

パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
 「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
 「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)
 「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
 「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
 「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
 「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
 「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

28. 09. 99

国際調査報告の発送日

12.10.99

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)

郵便番号 100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

石井 研一



5K 9849

電話番号 03-3581-1101 内線 3554

C (続き) 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
PA	JP, 11-113049, A, (松下電器産業株式会社), 23, 4月, 1999 (23. 04. 99), 第2図 (ファミリーなし)	1-5, 8-20
PA	JP, 11-136180, A, (ソニー株式会社), 21, 5月, 1999 (21. 05. 99), 第3図&EP, A2, 913972	1-20